RICHARD MARSCHALKO

ELECTRONICA PENTRU INGINERI ELECTROTEHNICIENI

VOLUMUL II
CIRCUITE ELECTRONICE PENTRU SEMNALE CONTINUE

EDITURA MEDIAMIRA
Cluj-Napoca
2003

EDITURA MEDIAMIRA
str. Horea nr. 47-49/1
400275 Cluj-Napoca
C.P. 117, O.P. 1

COLECȚIA INGINERULUI

Richard Marschalko

Electronica pentru ingineri electrotehnicieni:
Vol. II - Circuite electronice pentru semnale continue

Referenți
științifici: Prof. dr. ing. **Radu MUNTEANU**
Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
Prof. dr. ing. **Emil VOICULESCU**
Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca
Prof. dr. ing. **Iuliu SZEKELY**
Universitatea "Transilvania" din Brașov

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale a României
MARSCHALKO, RICHARD
Electronica pentru ingineri electrotehnicieni: dispozitive și circuite electronice fundamentale / Richard Marschalko. - Cluj-Napoca: Mediamira, 2003 - 4 vol.
ISBN (10) 973-713-105-3; ISBN (13) 978-973-713-105-8
Vol. 2: Circuite electronice pentru semnale continue. - 2006
156 p.; 17x24 cm.
Bibliogr.
ISBN (10) 973-713-106-1
ISBN (13) 978-973-713-106-5

621.38(075.8)(076.5)

© Toate drepturile asupra acestei ediții aparțin autorului.

CUPRINSUL

1.Introducere. 5

2.Metode de studiu specifice circuitelor electronice pentru semnale continue. 7

3.Amplificatoare electronice. 9
3.1.Proprietăţi generale şi clasificări 9
3.2.Exemple de amplificatoare electronice simple 16

4.Reacţia în circuitul amplificatoarelor. 21
4.1.Probleme generale şi clasificări. 21
4.2.Factorul de amplificare al amplificatoarelor cu reacţie. 24
4.3.Performanţe generale ale amplificatoarelor cu reacţie. 26
4.4.Amplificatoare cu reacţie cu mai multe etaje. Clasificări. 27
4.5.Exemple de amplificatoare cu reacţie negativă. 29

5.Amplificatoare operaţionale. 34
5.1.Principiul funcţional şi constructiv al amplificatoarelor diferenţiale. 34
5.2.Amplificatorul operaţional. Caracteristici, performanţe. 46
5.3.Amplificatorul operaţional ideal. Ipoteze simplificatoare. 52
5.4.Circuite fundamentale cu amplificatoare operaţionale. 53

6.Circuite de prelucrare a semnalelor continue cu amplificatoare operaţionale. 60
6.1.Circuite liniare. 60
6.2.Circuite generatoare de funcţii. 76
6.3.Circuite de multiplicare a semnalelor continue. 77
6.4.Regulatoare electronice continue. 87
6.5.Alte circuite speciale. 88

7.Circuite oscilatoare armonice. 91
7.1.Bazele fizice ale funcţionării circuitelor oscilatoare. 91
7.2.Circuite oscilatoare LC. 93
7.3.Circuite oscilatoare RC. 98

8.Surse comandate şi stabilizate. 106
8.1.Convertoare de cc/cc. Surse de tensiune continuă stabilizată. 106
8.2.Convertoare tensiune/curent. Surse de curent constant. 115

9.Circuite de modulare şi demodulare. 129

10.Filtre active. 136
10.1.Principii de funcţionare a filtrelor active. 136
10.2.Câteva exemple de filtre active. 136

11.Circuite cu calare pe fază, PLL. 142

12.Bibliografia. 145

13.Internet. Adrese utile. 152

14.Surse bibliografice pe CD. 153

1.INTRODUCERE

Această lucrare reprezintă volumul al doilea al seriei intitulate "Electronică pentru ingineri electrotehnicieni", serie începută în anul 2003 cu un manual universitar destinat cunoaşterii dispozitivelor electronice şi al circuitelor electronice fundamentale. Acest nou volum abordează problema circuitelor electronice pentru semnale continue.

In contextul aplicării reformei în învăţământul superior tehnic, pe baza acordurilor de la Bologna, timpul afectat activităţii nemijlocite, "în clasă" pentru disciplinele de electronică, la facultăţile de profil electrotehnic, va scădea drastic. In schimb importanţa electronicii pentru inginerul electrotehnician şi ponderea preocupărilor sale în domeniul electronicii vor creşte din cauză că majoritatea aplicaţiilor specifice acestei meserii folosesc astăzi rezultatele celor două ştiinţe aflate în expansiune explozivă, electronica şi tehnica de calcul. In acest context volumul materiei la disciplinele de electronică va creşte şi el, domnii studenţi urmând sa compenseze reducerea orelor fizice de predare prin ore de studiu individual. Cursul va fi nevoit să se transforme reducându-se volumul de informaţie transmisă nemijlocit, pentru a putea creşte ponderea procesului de coordonare a studiului individual. Tocmai din aceste motive, această serie de manuale universitare devine foarte necesară şi va fi completată de încă două volume, destinate cunoaşterii circuitelor electronice de impulsuri, în volumul III, respectiv al circuitelor electronice de putere, în volumul IV. Asociat cu încă o lucrare din seria de ghiduri practice de seminar şi laborator, se consideră că va fi acordat un sprijin suficient studenţilor în aşa fel încât aceştia să poată face faţă cu succes provocării lansate prin creşterea ponderii studiului individual. Printr-o activitate de studiu individual de aproximativ 1,5 ore asociată fiecărei ore nemijlocite, "la sală", studentul în inginerie electrică va putea prelua elementele informative şi formative necesare pentru a răspunde pozitiv impactului cu piaţa muncii în ţară dar şi oriunde în Comunitatea Europeană.

Manualul de faţă este structurat pe 14 capitole, se bazează pe o bibliografie cu 108 titluri şi este construită pe baza aceloraşi principii ca şi primul volum. Prin urmare o bună parte din indicaţiile generale prezentate acolo nu se mai reiau. Este însă important a se sublinia două chestiuni. Pe de o parte trebuieşte atrasă atenţia cititorului că lucrarea nu doreşte şi nici nu poate să abordeze toate categoriile de circuite electronice pentru semnale continue cunoscute. Autorul este însă convins că cititorul, prin parcurgerea cu răbdare a acestui material, îşi va forma o sumă de deprinderi cu ajutorul cărora va putea studia orice alt circuit. Pe de altă parte, singur acest curs nu poate garanta formarea viitorului inginer ca practician în analiza, sinteza şi proiectarea circuitelor studiate. De aceea cititorul va trebui să acorde atenţia cuvenită cunoaşterii unui mediu CAD specific asociat cu îndeplinirea integrală a activităţilor de seminarizare şi laborator.

Inainte de a încheia această scurtă introducere, autorul doreşte să mulţumească recenzenţilor pentru răbdarea cu care au parcurs această lucrare precum şi pentru observaţiile şi completările constructive aduse. De asemenea autorul mulţumeşte editurii care a sprijinit apariţia în timp minim şi în condiţii deosebite a acestui curs.

Cluj - Hunedoara - Toplița
1997 - 2006

Cluj, 08.01.2006.

Autorul poate fi contactat prin poştă la adresa:
Universitatea Tehnică Cluj
Facultatea de Electrotehnică
Catedra de Acţionări Electrice şi Roboţi, A&R
RO - 400 020 Cluj
Str. C. Daicoviciu Nr.15
Tel.: 0040-264-401831
Fax.:0040-264-192055

sau prin E-mail: Richard.Marschalko@edr.utcluj.ro
rmarschalko@yahoo.com

2.METODE DE STUDIU SPECIFICE CIRCUITELOR ELECTRONICE PENTRU SEMNALE CONTINUE

Un circuit electronic, privit ca schemă bloc, la nivelul cel mai general, este prezentat în Figura 2.01. Scopul său este de a genera la ieşire un semnal $u_e(t)$ de forma:

$$u_e(t) = f\left[u_i(t)\right] \tag{2.01}$$

Pentru realizarea funcţiei electronice date de relaţia (2.01), de obicei, circuitul electronic necesar este foarte complicat. Ca urmare el nu poate fi analizat sau sintetizat în mod direct şi nici nu poate fi modelat şi simulat în întregime, chiar dacă se dispune de tehnică de calcul de ultimă oră.

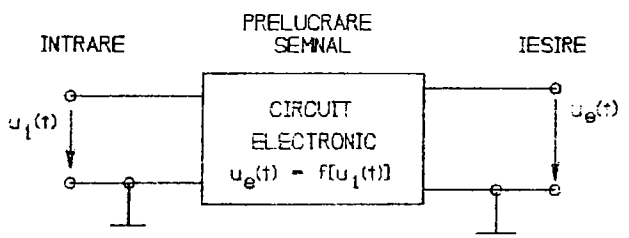

Fig.2.01. Schema bloc generală pentru un circuit electronic

De aceea este mult mai simplu a împărţi circuitul în etaje sau subcircuite, aşa cum se indică în Figura 2.02. Etajele de circuit electronic sunt cuadripoli care trebuiesc astfel identificaţi la analiză sau proiectaţi la sinteză încât să îndeplinească o funcţie electronică parţială necesară, dacă se poate prin folosirea unui circuit electronic fundamental sau a unui circuit de aplicaţie consacrat. In plus, aşa cum bine se ştie de la Bazele fizice ale electrotehnicii, pentru ca subcircuitul să prezinte aceleaşi performanţe, atât la funcţionarea independentă cât şi conectat în structura din care face parte, el trebuie să se bucure de impedanţă de intrare cât mai mare şi impedanţă de ieşire cât mai mică. Pentru a se evita orice confuzie precizăm că împărţirea din Figura 2.02 este întâmplătoare şi nu reprezintă o aplicaţie practică.

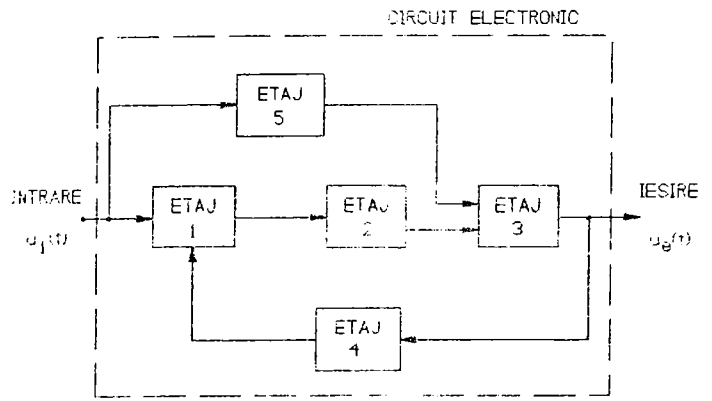

Fig.2.02. Impărţirea unui circuit electronic în etaje.

Prin urmare în electronică abordarea unui circuit implică în prima etapă identificarea etajelor sau alegerea configuraţiei de subcircuite care îndeplinesc funcţia electronică dorită. In continuare se analizează sau sintetizează etajele şi se verifică prin modelare şi simulare buna lor funcţionare. Această ultimă etapă se poate extinde asupra mai multor etaje cuplate pentru a verifica şi efectele interconectării lor. Multe circuite electronice sunt sisteme automate de reglare a mărimii de ieşire. In acest caz devine necesară investigarea comportării sistemului privit în ansamblul său. Dacă modelarea şi simularea circuitului electronic complet, într-un mediu CAD specific electronicii este prea complicată, atunci se poate proceda la o modelare şi simulare suplimentară, într-un mediu adecvat studiului sistemelor complexe. Este evident că în această etapă o serie de fenomene specifice funcţionării circuitului electronic în intimitatea sa vor fi neglijate. Aceste etape de analiză şi sinteză de circuit electronic vor putea fi abordate şi pornind de la materialul cuprins în această serie de cursuri universitare de electronică. Se reaminteşte faptul că în primul volum sunt prezentate chestiunile generale privind metodele specifice de calcul al circuitelor electronice, metode care nu se mai reiau în acest capitol. Trebuie subliniat însă faptul că un bun inginer va verifica şi pe cale experimentală circuitele electronice proiectate înainte de a-şi da verdictul asupra performanţelor acestora.

Inainte de a încheia acest capitol subliniem că în acest manual cititorul nu va gasi descrierea detaliată a circuitelor electronice de ultimă oră, aflate pe piaţă. Scopul urmărit este acela de a da informaţii cu privire la clase semnificative de circuite electronice şi de a forma utilizatorul pentru analiza şi sinteza acestora. Este adevărat că există unele circuite integrate atât de reuşite încât se produc de zeci de ani, dar tot atât de adevărat este că majoritatea circuitelor disponibile astăzi pentru proiectare sunt înlocuite, în scurt timp, de către producători cu variante noi, superioare. Acestea au la bază aceleaşi principii de funcţionare dar se caracterizează prin parametri permanent îmbunătăţiţi. Tocmai din acest motiv, utilizatorul este invitat ca în faza de proiectare să consulte paginile de internet ale producătorilor. Aceştia oferă cataloage detaliate asociate cu multe note de aplicaţie care subliniază elementele specifice de care trebuieşte ţinut cont la folosirea produselor lor pentru a avea succes maxim în procedura de sinteză a unui anumit circuit electronic.

3.AMPLIFICATOARE ELECTRONICE

Amplificatoarele electronice reprezintă o clasă de circuite electronice fundamentale, cu largă utilizare în electronică, automatică şi alte categorii de ştiinţe inginereşti, caracterizate prin faptul că la ieşire generează un semnal, (de tensiune, curent sau putere), mai mare decât semnalul aplicat la intrarea circuitului, [18]. Conform acestei definiţii generale, semnalul rezultat la ieşirea amplificatorului este de forma:

$$u_e(t) = A \times u_i(t) \tag{3.1}$$

In relaţia (3.1) prin A s-a notat coeficientul sau factorul de amplificare al amplificatorului electronic. In cazul unui amplificator ideal, acest coeficient trebuie să fie o constantă scalară. Altfel spus, amplificarea amplificatorului trebuie să fie independentă de parametri semnalului de intrare. Semnalul de la ieşire ar trebui să fie copia fidelă a celui de intrare, fără nici un fel de deformări sau defazări. Este evident că un amplificator electronic ideal nu există, funcţionarea amplificatorului real fiind afectată de o serie de limitări de care proiectantul va trebui să ţină cont.

3.1.Proprietăţi generale şi clasificări.

Asemănător tuturor categoriilor de circuite electronice, şi amplificatoarele pentru semnale electrice continue pot fi clasificate după multiple criterii.

Un prim criteriu abordabil este legat de tipul dispozitivelor electronice folosite pentru realizarea circuitului. Din acest punct de vedere distingem amplificatoarele cu tuburi cu vid, (1), cu tranzistoare bipolare, (2), cu tranzistoare cu efect de câmp, (3), hibride, cu tranzistoare bipolare şi cu tranzistoare cu efect de câmp, (4) sau amplificatoare speciale, cu alte dispozitive electronice, (5). Această clasificare are parţial şi un caracter istoric, oferind o posibilitate de structurare a ordinei de analiză a acestor circuite.

Mult mai importantă este **clasificarea amplificatoarelor electronice în funcţie de punctul static de funcţionare al dispozitivelor semiconductoare din circuit**. Din acest punct de vedere amplificatoarele electronice sunt categorisite în clase. După cum se ştie din [62], punctul static de funcţionare este definit prin curentul şi tensiunea de ieşire din circuit atunci când la intrarea acestuia nu se aplică nici un fel de semnal. El este un punct semnificativ pe dreapta de sarcină ce caracterizează ieşirea amplificatorului în cazul în care în circuit nu apar elemente reactive, bobine sau condensatoare. Pentru cazul celui mai simplu circuit amplificator,

cu tranzistor bipolar în conexiune emitor comun, Figura 5.11, [62], luând în considerare familia de caracteristici de ieşire din Figura 5.6, [62], dacă admitem un curent nul prin dispozitivul în stare blocată şi dacă presupunem că la ieşire este cuplat un consumator cu rezistenţă de intrare foarte mare, ecuaţia dreptei de sarcină va putea fi stabilită prin:

$$\frac{u_e(t) - U_S}{u_{CEsat} - U_S} = \frac{i(t) - 0}{\frac{u_{CEsat} - U_S}{R_C} - 0} \tag{3.2}$$

De aici, prin transformări simple ajungem la forma:

$$i(t) = -\frac{1}{R_C}\left(u_e(t) - U_S\right) \tag{3.3}$$

care permite definirea claselor de amplificatoare electronice. Să admitem că A1 este intersecţia dreptei de sarcină definite prin (3.3) cu caracteristica de ieşire a dispozitivului electronic în lipsa semnalului de intrare, S intersecţia aceleaşi drepte cu caracteristica corespunzătoare curentului de bază maxim şi I cea corespunzătoare intersecţiei cu caracteristica corespunzătoare stării blocate a dispozitivului. Cele trei caracteristici statice luate în considerare la definirea punctelor A1, S, respectiv, I nu vor mai fi reprezentate pentru a nu încărca figurile următoare cu elemente care pot face dificilă introducerea elementelor specifice noi. Punctul I se numeşte limită inferioară de funcţionare iar punctul S limită superioară de funcţionare. In timpul prelucrării semnalului de amplificat, punctul de funcţionare al dispozitivului electronic trebuie să se găsească permanent între punctele I şi S, în caz contrar amplificatorul electronic va deforma sau distorsiona semnalul, altfel spus, amplificatorul îl va "tăia".

Dacă prin calculul circuitelor de polarizare, punctul static de funcţionare A1 se va poziţiona simetric faţă de cele două puncte I şi S, atunci vom spune că circuitul va fi un **amplificator de clasă A,** Figura 3.1. Circuitele amplificatoare cuprinse în această clasă sunt cel mai des folosite. Ele au avantajul că domeniul de variaţie al semnalului de ieşire este simetric şi maxim. In acelaşi timp, punctul static de funcţionare fiind în mijlocul zonei active a dispozitivului semiconductor folosit, parametri acestuia sunt optimi şi liniaritatea caracteristicilor statice este satisfăcătoare.

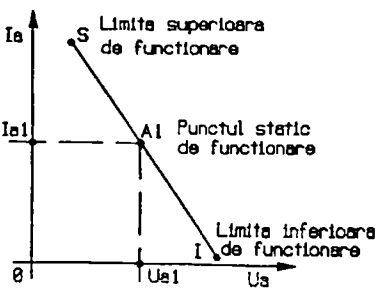

Fig.3.1.Definirea amplificatorului electronic în clasa A

Figura 3.2 se referă la **amplificatoarele electronice care funcţionează în clasa B.** In acest caz punctul static de funcţionare coincide cu limita inferioară de funcţionare. Altfel spus, in lipsa semnalului de intrare dispozitivul electronic folosit este în stare blocată. Această categorie de amplificatoare se foloseşte atunci când numai o parte din semnalul aplicat la intrare se doreşte a fi amplificat.

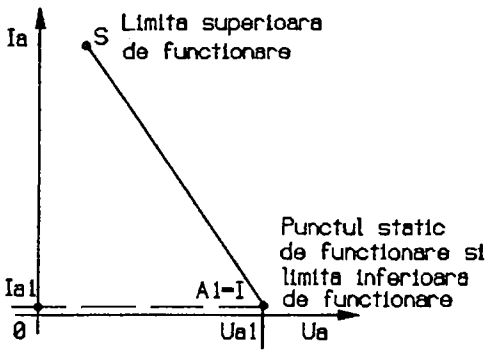

Fig.3.2.Explicativă privind amplificatoarele din clasa B.

In cazul **amplificatoarelor din clasa AB,** Figura 3.3, se pot evidenţia două drepte de sarcină. Pentru semnale mari amplificatorul se comportă asemănător unui circuit din clasa B. Semnalele mici sunt însă prelucrate ca şi de către amplificatoarele de clasă A, beneficiind de toate avantajele acestora. Punctul static de funcţionare A1 fiind la limita inferioară de funcţionare I1, aceste amplificatoare se caracterizează prin pierderi de polarizare reduse.

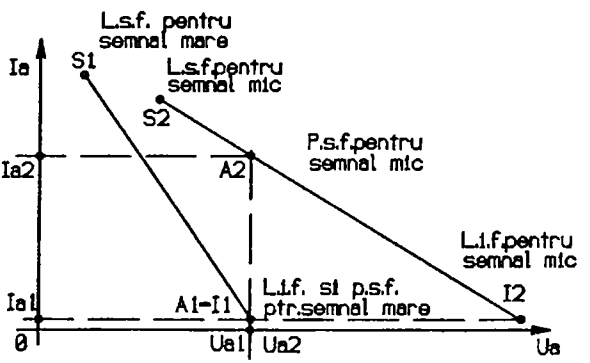

Fig.3.3. Definirea clasei AB pentru amplificatoare electronice

Amplificatoarele electronice din clasa C au punctul static de funcţionare situat în dreapta limitei inferioare de funcţionare I, Figura 3.4. Prin urmare trebuie depăşit un prag minim al semnalului de intrare pentru ca valoarea amplificată a acestuia să poată fi regăsită la ieşire.

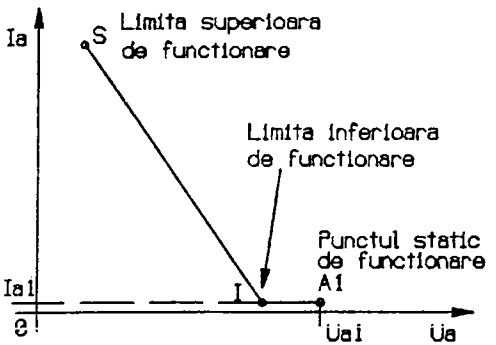

Fig.3.4.Explicativă privind amplificatoarele electronice din clasa C.

In sfârşit, **amplificatoarele din clasa D,** Figura 3.5, sunt şi ele asemănătoare celor din clasa A, specificitatea lor rezultând prin selectarea nesimetrică a punctului static de funcţionare. Acesta este mai aproape de limita inferioară de funcţionare. Ca urmare scade domeniul maxim de variaţie al semnalului de ieşire. Pierderile de putere la punctul de funcţionare sunt însă mai reduse decât cele care caracterizează amplificatoarele din clasa A.

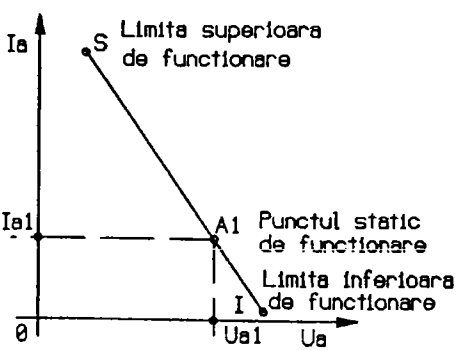

Fig.3.5.Definirea domeniului de funcţionare al amplificatorului electronic în clasa D

Amplificatoarele electronice se pot clasifica şi în funcţie de **parametrul amplificat.** Din acest punct de vedere întîlnim **amplificatoarele de tensiune sau de curent.** In acest caz puterea amplificată este neglijabilă, ceea ce contează fiind calitatea semnalului generat la ieşire. Aceste amplificatoare poartă şi numele de **preamplificatoare.** Pe de altă parte sunt **amplificatoarele de putere,** numite şi **amplificatoare finale,** la care interesează puterea de semnal transferată către circuitul de ieşire.

In raport cu **domeniul frecvenţelor de lucru,** amplificatoarele electronice se pot clasifica în: **amplificatoare de curent continuu**, care funcţionează între 0 şi 1000 Hz, **amplificatoare de joasă frecvenţă sau de fonie**, între 20 Hz şi 20 kHz şi **amplificatoare de înaltă şi foarte înaltă frecvenţă,** care operează cu semnale care pot avea frecvenţe de ordinul gigahertzilor.

Din punctul de vedere al benzii de frecvenţe amplificate circuitele pot fi **amplificatoare de bandă largă** sau **amplificatoare de bandă îngustă,** numite şi amplificatoare acordate.

Performanţele de interes general ale amplificatoarelor electronice sunt: coeficientul de amplificare, sensibilitatea amplificării, raportul semnal zgomot, gama dinamică, caracteristica de frecvenţă şi coeficientul de distorsiuni.

Coeficientul sau factorul de amplificare al unui amplificator se defineşte în raport cu parametrul amplificat. Pentru amplificatorul de tensiune:

$$A_U = \frac{U_e}{U_i} \tag{3.4}$$

In cazul amplificatoarelor de curent coeficientul de amplificare este:

$$A_I = \frac{I_e}{I_i} \tag{3.5}$$

Pentru amplificatoarele de putere relaţia de definiţie este asemănătoare:

$$A_P = \frac{P_e}{P_i} \tag{3.6}$$

Coeficienţii de amplificare se pot defini şi în decibeli:

$$A_U^{dB} = 20 \log A_U \tag{3.7}$$

$$A_I^{dB} = 20 \log A_I \tag{3.8}$$

$$A_P^{dB} = 10 \log A_P \tag{3.9}$$

respectiv în neperi:

$$A_U^N = \ln A_U \tag{3.10}$$

$$A_I^N = \ln A_I \tag{3.11}$$

$$A_P^N = \frac{1}{2} \ln A_P \tag{3.12}$$

Relaţiile dintre exprimările factorului de amplificare în decibeli şi neperi se pot stabili ştiind că: 1N = 8,686 dB, respectiv, 1 dB = 0,115 N.

La legarea în serie, (cascadă), a mai multor etaje de amplificare sunt valabile relaţiile:

$$A = \prod_{i=1}^{n} A_i \tag{3.13}$$

$$A^{dB} = \sum_{i=1}^{n} A_i \tag{3.14}$$

$$A^N = \sum_{i=1}^{n} A_i \tag{3.15}$$

Este evident faptul că ultimele trei relaţii se aplică la toate categoriile de amplificatoare.

Sensibilitatea amplificării reprezintă valoarea necesară a mărimii de intrare pentru a obţine la ieşirea amplificatorului electronic semnalul nominal de ieşire. Se măsoară în μV, mV, V, μA, mA, etc.

Raportul semnal-zgomot este dat de relaţia:

$$z = 20 \ln \frac{U_{eN}}{U_{eZg}} \tag{3.16}$$

în care la numărătorul fracţiei figurează valoarea nominală a semnalului de ieşire iar la numitor găsim tensiunea de zgomot de la ieşire. Această din urmă tensiune se datoreşte agitaţiei termice din rezistenţe, inductivităţilor parazite, filtrărilor insuficiente, etc.

Gama dinamică a amplificatorului reprezintă raportul dintre semnalul de ieşire de putere maximă, limitat superior de saturaţia montajului şi semnalul de putere minimă, limitat inferior de zgomotele proprii ale amplificatorului.

Caracteristica de frecvenţa a unui amplificator depinde de circuitul electronic folosit, de modul de cuplare dintre etaje precum şi de sarcina conectată la ieşire. Se dă de obicei grafic. Figura 3.6, respectiv, Figura 3.7 indică, orientativ, caracteristicile de frecvenţă pentru, respectiv, un amplificator de bandă largă şi unul de bandă îngustă. Este evident că proiectarea

amplificatoarelor de bandă largă implică eforturi mult mai mari decât cel al amplificatoarelor de bandă îngustă.

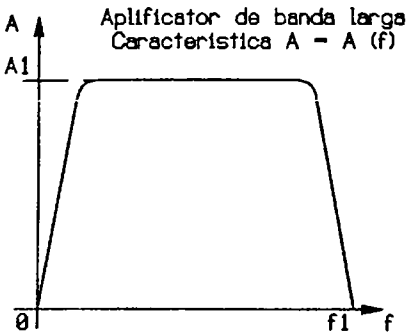

Fig.3.6.Caracteristica de frecvență a amplificatorului de bandă largă.

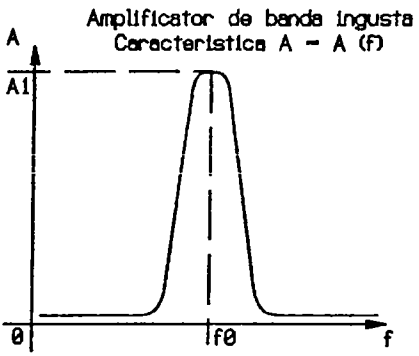

Fig.3.7.Caracteristica de frecvență a amplificatorului de bandă îngustă

Distorsiunile amplificatoarelor reprezintă efecte de neliniaritate pe care amplificatoarele le introduc în mărimea de la ieşire în funcţie de diferiţi parametri. **Distorsiunile de frecvenţă** apar datorită modificării neliniare cu frecvenţa a factorului de amplificare al amplificatorului. **Distorsiunile de fază** se manifestă printr-un defazaj nedorit al semnalului de la ieşire în raport cu cel aplicat la intrare. In sfârşit, **distorsiunile neliniare** apar din cauza caracteristicilor neliniare ale dispozitivelor electronice folosite precum şi al componentelor pasive din circuit. La frecvenţe mari capacităţile şi inductivităţile parazite

conduc şi ele la distorsiuni neliniare. Prezenţa distorsiunilor în semnalul de ieşire al amplificatoarelor reprezintă o problemă relativ dificil de soluţionat la sinteza acestor circuite. Cantitativ distorsiunile amplificatoarelor se pot caracteriza prin factorul total de distorsiuni armonice. THD, [18], [29], [50]:

$$THD = \frac{\sqrt{U_{ef}^2 - U_{1ef}^2}}{U_{1ef}} \times 100 \qquad (3.17)$$

In relaţia (3.17) indicele "ef" simbolizează valoarea efectivă a semnalului iar indicele "1ef" valoarea efectivă a fundamentalei semnalului considerat. Aceste valori efective se calculează, de exemplu, pe baza analizei Fourier, aşa cum s-a studiat la Bazele fizice ale electrotehnicii. In general acest factor se recomandă să fie sub 5%. Se poate folosi şi factorul de putere FP:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \qquad (3.18)$$

3.2.Exemple de amplificatoare electronice simple.

In conformitate cu cele prezentate în [62], circuitele fundamentale cu tranzistoare bipolare şi cu tranzistoare cu efect de câmp îndeplinesc funcţiuni de amplificare. Ele reprezintă amplificatoare electronice cu un singur etaj. Intrucât pentru toate circuitele menţionate s-au dedus prin demonstraţie sau argumentare cei trei parametri de interes, factorul de amplificare, rezistenţa de intrare şi rezistenţa de ieşire, nu se mai revine asupra lor în acest capitol. Se vor lua însă în considerare două exemple de amplificatoare de joasă frecvenţă cu mai multe etaje.

Figura 3.8, [79], [80], [81], prezintă un amplificator cu două etaje realizat cu tranzistoare bipolare. Vom analiza funcţionarea acestui circuit abordând pe rând chestiunile legate de funcţia electronică principală de amplificare şi apoi pe cele aferente modului de stabilire al punctului static de funcţionare al dispozitivelor electronice folosite.

Conform figurii se constată că ambele etaje, construite în jurul tranzistoarelor T1 şi T2 şi privite din punctul de vedere al semnalului alternativ, mic, de amplificat, funcţionează în conexiune emitor comun simplă. Emitorul primului tranzistor este conectat explicit la potenţialul masei circuitului electronic. In curent alternativ şi cel de al doilea tranzistor are emitorul conectat la masă deoarece condensatorul de decuplare Ce scurtcircuitează rezistenţa R1. Conform [62], factorul de amplificare în tensiune al primului etaj este:

$$A_1 = -\beta_1 \frac{R_{C1} \times r_{CE1} \times r_{BE2}}{r_{BE1}} \qquad (3.19)$$

In relația (3.19) s-a luat în cosiderare și faptul că rezistența de intrare a celui de al doilea etaj, r_{BE2} este rezistența de sarcină conectată la ieșirea primului etaj și este văzută în paralel cu R_{C1} și r_{CE1}.

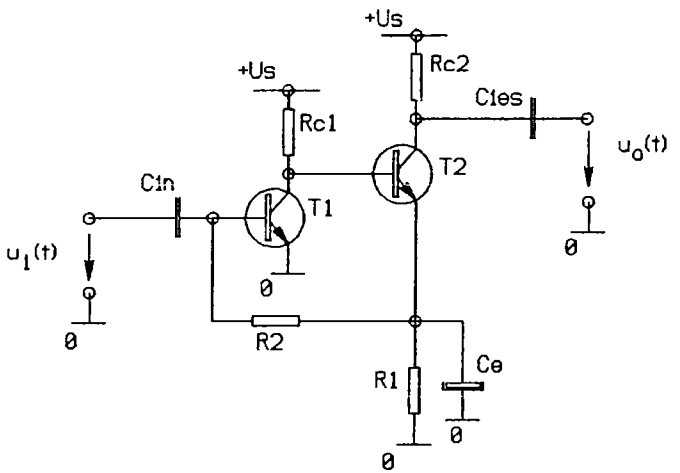

Fig.3.8.Amplificator de joasă frecvență cu tranzistoare bipolare

Pentru factorul de amplificare al celui de al doilea etaj se poate scrie de asemenea în mod direct:

$$A_2 = -\beta_2 \frac{R_{C2} \times r_{CE2}}{r_{BE2}} \tag{3.20}$$

Atunci, pe baza relației (3.13) **coeficientul de amplificare** al amplificatorului studiat va avea valoarea:

$$A = + \frac{\beta_1 \cdot \beta_2}{r_{BE1} \cdot r_{BE2}} \left(R_{C1} \times r_{CE1} \times r_{BE2} \right) \left(R_{C2} \times r_{CE2} \right) \tag{3.21}$$

Rezistența de intrare a circuitului este tocmai rezistența de intrare a primului etaj. Dacă luăm în considerare faptul că în curent alternativ rezistența R2 este conectată la masă și apare în paralel cu joncțiunea bază-emitor a primului tranzistor, T1, atunci putem scrie:

$$r_{in} = r_{BE1} \times R_2 \tag{3.22}$$

Rezistența de ieșire a amplificatorului este rezistența de ieșire a celui de al doilea etaj, care, așa cum s-a precizat, din punctul de vedere al semnalului de joasă frecvență, funcționează în conexiune emitor comun simplă. Prin urmare este valabilă relația:

$$r_{ies} = R_{C2} \times r_{CE2} \approx R_{C2} \tag{3.23}$$

Din punctul de vedere al problemei de semnal mare, adică cel al polarizării corecte a tranzistoarelor din cele două etaje ale amplificatorului, precizăm că aceasta este rezolvată prin reglare automată, deoarece în curent continuu circuitul funcționează cu reacție negativă globală, de curent, de tip paralel, (clasificarea se va lămuri în capitolul următor). La punere în funcțiune, potențialul de curent continuu al bazei primului tranzistor este zero, el fiind blocat. Ca urmare, prin rezistența de colector a tranzistorului T1 se asigură curentul de bază pentru tranzistorul T2 al cărui punct de funcționare intră în zona activă. Cum în curent continuu condensatorul Ce prezintă practic impedanță infinită, componenta de curent continuu a curentului de emitor al tranzistorului T2 se închide prin rezistența R1 la bornele căreia apare tensiunea de reacție negativă de curent, [62]. Această tensiune generează, prin rezistența R2, curentul de polarizare al primului tranzistor. La terminarea regimului tranzitoriu ambele tranzistoare ale amplificatorului vor avea punctul static de funcționare stabilit în zona activă de funcționare. Reglarea se poate face prin modificarea valorii rezistenței R2. Valoarea rezistenței R1 nu poate fi schimbată în limite largi deoarece ea trebuie aleasă de valoare cât mai mare pentru ca amplificarea derivei cu temperatura a punctelor statice de funcționare:

$$A_D = -\frac{R_{C2}}{R1} \tag{3.24}$$

să rămână cât mai mică.

Dacă frecvența semnalului prelucrat de către amplificatorul analizat este constantă atunci capacitatea condensatoarelor de intrare, ieșire și decuplare se poate alege conform principiului reactanței minime la frecvența de lucru. Dacă însă frecvența se modifică atunci trebuie să se ia în considerare atenuările și defazările suplimentare introduse de rețelele RC, al căror rol nu mai poate fi neglijat.

Circuitul prezentat poate fi proiectat astfel încât să prezinte factor de amplificare cu valori până la 5000 dar este imprecis și instabil deoarece performanțele sale depind de caracteristicile componentelor electronice folosite.

Al doilea circuit propus spre analiză este tot un amplificator de joasă frecvență cu două etaje realizat însă cu tranzistoare cu efect de câmp cu joncțiune, J-FET, cu canal "n". Așa cum rezultă din Figura 3.9, cele două tranzistoare funcționează în **conexiune sursă comună** deoarece condensatoarele Cs1 și Cs2 scurtcircuitează în curent alternativ rezistențele Rs1 și Rs2. Coeficientul de amplificare al celor două etaje va fi:

$$A_1 = -S_1\left(R_{d1} \times r_{DS1}\right) \tag{3.25}$$

și, respectiv:

$$A_2 = -S_2\left(R_{d2} \times r_{DS2}\right) \tag{3.26}$$

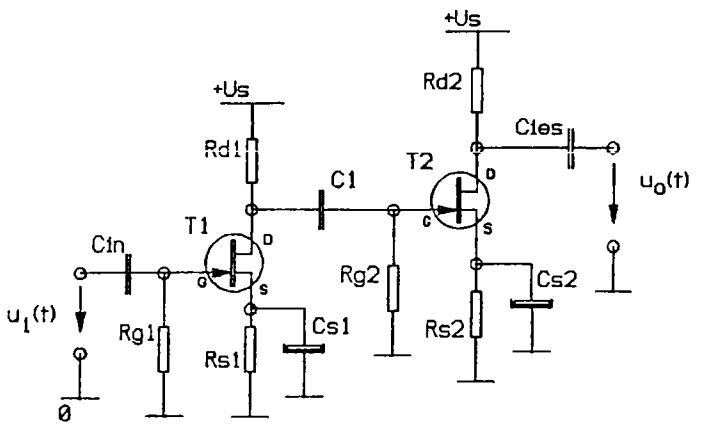

Fig.3.9.Amplificator de joasă frecvenţă cu tranzistoare cu efect de câmp.

Dacă condensatoarele din circuit sunt dimensionate conform principiului reactanţei minime la frecvenţa de lucru atunci **factorul de amplificare total va fi:**

$$A = S_1 S_2 \left(R_{d1} \times r_{DS1}\right)\left(R_{d2} \times r_{DS2}\right) \tag{3.27}$$

Rezistenţa de intrare este relativ mică deoarece rezistenţa de polarizare Rg1 este în paralel cu rezistenţa grilă-sursă a tranzistorului T1:

$$r_{in} = R_{G1} \times r_{GS1} \approx R_{G1} \tag{3.28}$$

Rezistenţa de ieşire a amplificatorului este tocmai rezistenţa de ieşire a celui de al doilea etaj:

$$r_{ies} = \left(R_{d2} \times r_{DS2}\right) \approx R_{d2} \tag{3.29}$$

Punctele statice de funcţionare ale celor două tranzistoare se stabilesc independent, prin reacţie negativă de curent. Rezistenţele Rg1 şi Rg2 menţin potenţial nul în circuitul grilelor tranzistoarelor. Sursele sunt însă aduse la un potenţial pozitiv datorită curentului continuu ce parcurge rezistenţele Rs1, respectiv, Rs2.

Cele două circuite amplificatoare au o serie de trăsături comune. Ele pot realiza coeficienţi de amplificare relativ mari. Din păcate performanţele lor sunt dependente de caracteristicile componentelor folosite. De aceea circuitele descrise nu se pot produce în serie şi

cer reglări îngrijite la punere în funcțiune. Caracteristicile lor, din punctul de vedere al prelucrării semnalului de joasă frecvență sunt influențate de modul de stabilire al punctului static de funcționare al tranzistoarelor. Stabilitatea termică a circuitelor prezentate este și ea modestă. In plus, aceste amplificatoare sunt sisteme de comandă a tensiunii de ieșire și de aceea, neavând nici o informație asupra semnalului generat, stabilitatea și precizia lor sunt modeste.

4.REACTIA IN CIRCUITUL AMPLIFICATOARELOR

Având în vedere că majoritatea circuitelor electronice pentru semnale continue se bazează pe folosirea amplificatoarelor electronice, o problemă de cea mai mare importanţă o reprezintă optimizarea caracteristicilor acestora. Una dintre metodele cele mai eficiente de a îmbunătăţi performanţele amplificatoarelor electronice este de a le transforma din sisteme de comandă a tensiunii de ieşire în sisteme de reglare automată. In acest scop se foloseşte reacţia în circuitul amplificatoarelor. Aceasta constă în aplicarea unei părţi din mărimea de ieşire, numită mărime de reacţie, la intrarea circuitului, prin însumare sau scădere din semnalul de intrare. Numim reacţia "pozitivă" dacă mărimea de reacţie se însumează cu mărimea de intrare şi "negativă" dacă mărimea de reacţie se scade din mărimea de intrare.

In circuitul amplificatoarelor electronice reacţia poate apare din cauza unor cuplaje parazite sau a unor elemente parazite de circuit. In acest caz ea este un fenomen nedorit care trebuieşte eliminat prin sinteza îngrijită a circuitului. Posibilitatea apariţiei unor reacţii nedorite creşte cu frecvenţa de lucru a circuitelor electronice, mai ales din cauză că scad reactanţele capacitive asociate capacităţilor parazite proprii dispozitivelor electronice. Pe de altă parte reacţia în circuitul amplificatoarelor poate apare în urma acţiunii de sinteză a circuitului, ca un fenomen dorit de către proiectant pentru a obţine anumite performanţe specifice. Acest caz va fi studiat cu precădere în continuare.

4.1.Probleme generale şi clasificări

Pentru ca expunerea noastră să fie în continuare cât mai fluentă, vom adopta pentru un amplificator electronic fără reacţie, care funcţionează conform celor expuse în capitolul anterior unul dintre simbolurile indicate în Figura 4.1. Vom nota cu "A" coeficientul de amplificare al acestui amplificator fără reacţie.

O primă problemă o constituie modul în care se măsoară mărimea de reacţie. In electronică ca mărimi de reacţie se folosesc cel mai des tensiuni proporţionale cu tensiunea de la bornele de ieşire a amplificatorului sau cu curentul de ieşire furnizat sarcinii. Mărimea de reacţie de tensiune se măsoară de obicei cu ajutorul unui divizor de tensiune cuplat în paralel cu circuitul de sarcină. Conform cu cele prezentate în Figura 4.2, tensiunea de reacţie de tensiune va fi:

$$u_{rU}(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_e(t) = k_{rU} . u_e(t) \qquad (4.1)$$

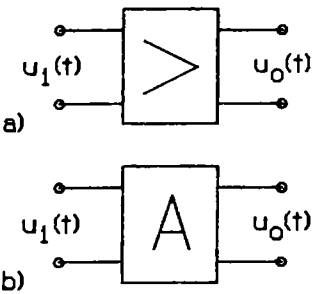

Fig.4.1.Simboluri folosite pentru amplificatoarele electronice fără reacţie

Prin urmare coeficientul de reacţie de tensiune va fi:

$$k_{rU} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \tag{4.2}$$

Se constată că circuitul de măsurare a mărimii de reacţie de tensiune măreşte uşor sarcina conectată la ieşirea amplificatorului. De aceea este bine ca rezistenţele folosite să aibe valori cât mai mari.

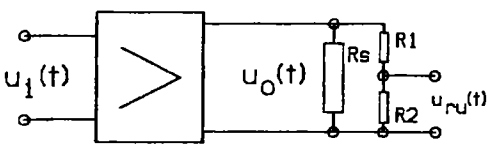

Fig.4.2. Măsurarea semnalului de reacţie de tensiune.

Măsurarea semnalului de tensiune de reacţie proporţional cu curentul de ieşire din amplificator, numit în continuare tensiune de reacţie de curent, se face, în cazul cel mai simplu, cu ajutorul unui şunt cu rezistenţă ohmică mică, conectat în serie cu circuitul de sarcină, Figura 4.3. In acest caz putem scrie:

$$u_{rI}(t) = R_1 . i_e(t) = k_{rI} . i_e(t) \tag{4.3}$$

Conform expresiei (4.3), coeficientul de reacţie de curent va fi:

$$k_{rI} = R_1 \tag{4.4}$$

Acest coeficient de reacţie are dimensiunile unei rezistenţe, spre deosebire de coeficientul de reacţie de tensiune care este adimensional. Circuitul de măsurare a semnalului de reacţie de curent micşorează uşor sarcina conectată la ieşirea amplificatorului electronic.

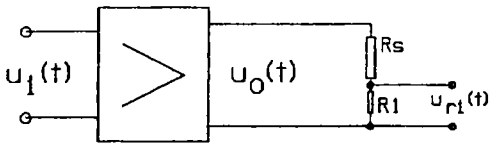

Fig. 4.3. Măsurarea semnalului de reacţie de curent.

Inainte de a încheia acest paragraf trebuie să subliniem faptul că la sistemele electronice complexe se pot folosi şi alte metode de măsurare a mărimilor de reacţie. In acet caz devine necesară identificarea corectă a blocului de măsurare care poate complica funcţiunea electronică ce descrie exact modul de lucru al circuitului. De asemenea, tot la sistemele mai complexe, în care pe lângă amplificatoare electronice apar şi alte circuite electrice sau electronice, mărimea de reacţie poate reprezenta şi altceva decât o tensiune sau un curent, [18], [19], [20], [31], [32], [33], [40], [68], [72].

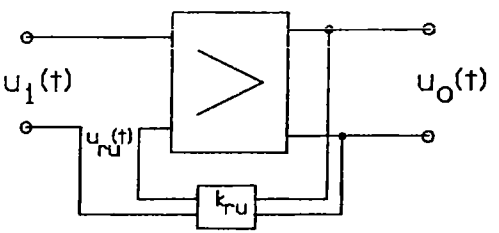

Fig. 4.4. Schema bloc a unui amplificator cu reacţie serie de tensiune.

Mărimea de reacţie se poate conecta în serie sau în paralel cu mărimea de intrare în circuitul amplificator. Ca urmare, luând în considerare şi faptul expus mai sus că tensiunea de reacţie poate fi o măsură a tensiunii sau curentului din circuitul de ieşire, vom avea patru categorii de amplificatoare electronice cu reacţie: amplificator cu reacţie serie de tensiune, Figura 4.4, amplificator cu reacţie paralel de tensiune, Figura 4.5, amplificator cu reacţie serie de curent, Figura 4.6 şi, în sfârşit, amplificator cu reacţie paralel de curent, Figura 4.7. In schemele bloc ale amplificatoarelor cu reacţie paralel s-au indicat şi rezistenţele de cuplare care sunt necesare deoarece, aşa cum bine se ştie de la Bazele fizice ale electrotehnicii, nu se pot

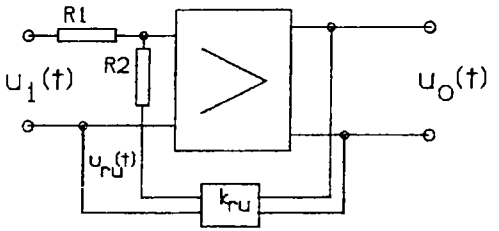

Fig. 4.5. Schema bloc a unui amplificator cu reacţie paralel de tensiune.

pune direct în paralel două surse de tensiune. Prezenţa acestor rezistenţe este, de altfel, unul din elementele de identificare simplă a reacţiei de tip paralel.

4.2.Factorul de amplificare al amplificatoarelor cu reacţie.

In acest paragraf se va stabili factorul de amplificare al amplificatoarelor cu reacţie, pe care convenim să-l notăm încontinuare cu A_b, indicele "b" fiind adoptat de la termenul "buclă de reacţie". Expresia o vom determina în cazul amplificatorului cu reacţie serie de tensiune prezentat în Figura 4.4. Precizăm însă faptul că rezultatul stabilit este valabil pentru orice categorie de amplificator electronic cu reacţie.

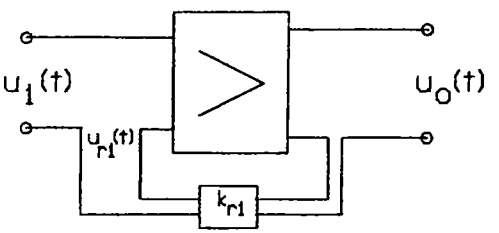

Fig. 4.6. Amplificator cu reacţie serie de curent. Schema bloc.

Aşa cum s-a subliniat la începutul acestui capitol, amplificatoarele cu reacţie se "construiesc" în jurul unor amplificatoare fără reacţie, cu unul sau mai multe etaje, caracterizate de un factor de amplificare A care are, de obicei, o valoare mare. Amplificatorul fără reacţie din Figura 4.4 are la ieşire un semnal $u_e(t)$ care reflectă valoarea amplificată a semnalului de comandă, $u_c(t)$, de la intrarea sa:

$$u_e(t) = A \cdot u_c(t) \tag{4.5}$$

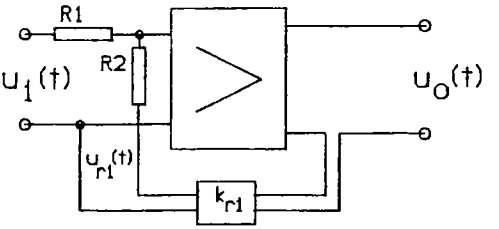

Fig. 4.7. Amplificator cu reacţie paralel de curent. Schema bloc.

Dar în jurul amplificatorului este închisă o buclă de reacţie care face ca semnalul de comandă $u_c(t)$ să fie suma sau diferenţa dintre semnalul de intrare, $u_i(t)$ şi semnalul de reacţie, $u_r(t)$:

$$u_c(t) = u_i(t) \pm u_r(t) \tag{4.6}$$

Tensiunea de reacţie poate fi o măsură a tensiunii sau curentului de ieşire din amplificator. Semnul "+" corespunde reacţiei pozitive iar semnul "-" celei negative. Introducând expresia (4.6) în relaţia (4.5), obţinem:

$$u_e(t) = A.\left[u_i(t) \pm u_r(t)\right] \tag{4.7}$$

Tensiunea de reacţie este însă o măsură a semnalului de ieşire, conform relaţiilor (4.1) sau (4.3). Fără a reduce din generalitatea analizei, ne vom rezuma la prima dintre relaţii. Atunci:

$$u_e(t) = A.\left[u_i(t) \pm k_r.u_e(t)\right] \tag{4.8}$$

Definind factorul de amplificare al amplificatorului cu reacţie prin:

$$A_b = \frac{u_e(t)}{u_i(t)} \tag{4.8}$$

prin transformări simple ajungem la **relaţia:**

$$A_b = \frac{A}{1 \mp k_r.A} \tag{4.9}$$

care **permite stabilirea coeficientului de amplificare al amplificatorului cu reacţie.** In expresia (4.9) semnul "-" corespunde reacţiei pozitive şi semnul "+" reacţiei negative. Dacă

coeficientul de reacție **k_r este egal cu unitatea** atunci spunem că amplificatorul funcționează cu **reacție totală.**

4.3.Performanțe generale ale amplificatoarelor cu reacție.

In acest paragraf vom analiza câteva performanțe de ordin general care caracterizează amplificatoarele electronice cu reacție.

Din relația (4.9) se poate vedea că **reacția pozitivă** mărește factorul de amplificare al circuitului. Ea favorizează însă instabilitatea amplificatorului și distorsiunile neliniare. Reacția pozitivă stă însă la baza funcționării circuitelor oscilatoare, întreținând regimul permanent de autooscilație. La amplificatoarele electronice cu mai multe etaje, reacția pozitivă se folosește uneori, ca reacție locală, cu condiția ca amplificatorul să fie prevăzut cu o reacție negativă globală.

Reacția negativă micșorează factorul de amplificare al amplificatorului. Ea este însă foarte mult folosită deoarece crește stabilitatea circuitului la variația parametrilor, a temperaturii, a tensiunilor de polarizare, etc. Dacă rescriem expresia (4.9) sub forma:

$$A_b = \frac{1}{\frac{1}{A} + k_r} \tag{4.10}$$

și dacă admitem că amplificarea amplificatorului fără reacție, A, este cel puțin cu un ordin de mărime mai mare decât amplificarea dorită a amplificatorului cu reacție, atunci putem presupune că:

$$\frac{1}{A} \to 0 \tag{4.11}$$

și, prin urmare, cu o bună aproximație vom putea scrie:

$$A_b \approx \frac{1}{k_r} \tag{4.12}$$

Relația (4.12) evidențiază **proprietatea cu totul remarcabilă** a amplificatoarelor cu reacție negativă de a avea un coeficient de amplificare care depinde numai de coeficientul de reacție, adică numai de elementele de circuit exterioare amplificatorului electronic fără reacție folosit. Este evident că această concluzie cere ca factorul de amplificare al amplificatorului fără reacție să fie cât mai mare posibil. In acest caz nu mai contează dispersia de parametri a dispozitivelor electronice și componentelor pasive folosite, circuitul electronic fiind ușor reproductibil, în producție de serie, fără multe elemente de reglare sau ajustare.

Amplificatoarele cu reacție negativă sunt mai puțin predispuse la distorsionarea semnalului deoarece distorsiunile neliniare sunt aplicate în antifază la intrare.

Dacă în circuitul electronic apar elemente reactive de circuit, atunci amplificarea amplificatorului devine o mărime complexă, caracterizată printr-un modul al amplificării și o fază a semnalului de ieșire. Elementele reactive pot apare în circuit din necesitatea îndeplinirii unei anumite funcțiuni electronice. Asupra acestei probleme ne vom opri la studiul circuitelor

de integrare, de diferenţiere sau al circuitelor oscilatoare armonice. La frecvenţe mari capacităţile parazite ale joncţiunilor sau inductivităţile parazite ale circuitului au acelaşi efect. In aceste cazuri devine necesară investigarea stabilităţii amplificatorului, privit ca un sistem automat de reglare. In general reacţia negativă are efecte favorabile asupra comportării circuitului, caracteristicile de frecvenţă fiind aplatisate.

4.4.Amplificatoare cu reacţie cu mai multe etaje. Clasificări.

De obicei, pentru realizarea unui factor de amplificare cât mai ridicat amplificatoarele electronice au mai multe etaje şi în structura lor pot fi întîlnite mai multe circuite de reacţie. Teoretic există un număr foarte mare de combinaţii posibile pentru amplasarea circuitelor de reacţie. Tocmai din acest motiv cele trei exemple care urmează doresc să ofere câteva indicaţii generale, fără nici o pretenţie privind epuizarea variantelor.

Figura 4.8 se referă la cazul unui amplificator electronic cu trei etaje, prevăzut cu **reacţii locale**. Datorită reacţiei locale din etajul 1, factorul de amplificare al acestuia este:

$$A_{b1} = \frac{A_1}{1 + k_{r1} \cdot A_1} \tag{4.13}$$

In mod asemănător pentru cel de al treilea etaj al circuitului este valabilă relaţia:

$$A_{b3} = \frac{A_3}{1 + k_{r3} \cdot A_3} \tag{4.14}$$

Ca urmare coeficientul de amplificare al amplificatorului devine:

$$A_b = A_{b1} \cdot A_2 \cdot A_{b3} \tag{4.15}$$

Etajele 1 şi 3 câştigă în stabilitate datorită prezenţei reacţiei iar factorul de amplificare mare al ansamblului este dat de etajul 2 care nu este prevăzut cu reacţie. In schimb amplificatorul rămîne un sistem de comandă a tensiunii de ieşire, fapt care are efecte negative asupra calităţilor sale generale.

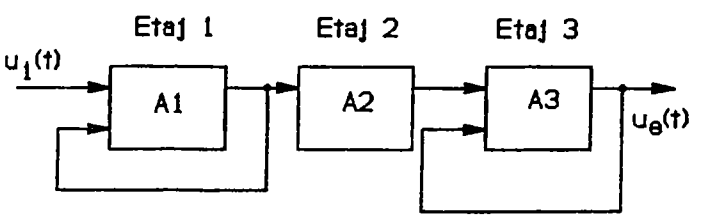

Fig.4.8. Schemă bloc pentru amplificatoare cu reacţie negativă locală.

Figura 4.9 prezintă tot un amplificator cu trei etaje prevăzut cu **reacţie negativă globală.** Factorul de amplificare al circuitului poate fi scris în mod direct:

$$A_b = \frac{A_1 . A_2 . A_3}{1 + k_r . A_1 . A_2 . A_3} \tag{4.16}$$

Circuitul poate fi realizat astfel încât să prezinte coeficient de amplificare mare şi este precis şi stabil. Dacă însă apar probleme de saturare a unuia dintre cele trei amplificatoare folosite atunci se poate utiliza un **amplificator cu reacţie negativă mixtă.**

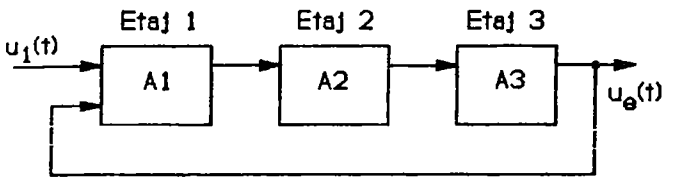

Fig. 4.9. Amplificatoare cu reacţie negativă globală. Schema bloc.

Un astfel de circuit este arătat în Figura 4.10, în care pe lângă reacţia negativă globală mai apar şi reacţii negative locale în etajele 2 şi 3. Factorul de amplificare pentru al doilea etaj este:

$$A_{b2} = \frac{A_2}{1 + k_{r2} . A_2} \tag{4.17}$$

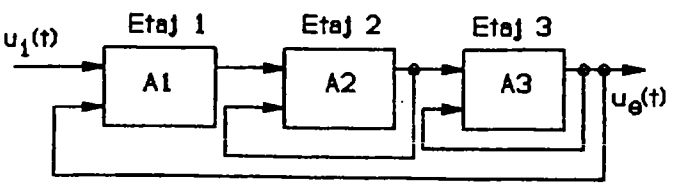

Fig. 4.10. O schemă bloc pentru amplificatoare cu reacţie mixtă.

In mod asemănător pentru al treilea etaj se poate folosi expresia:

$$A_{b3} = \frac{A_3}{1 + k_{r3} \cdot A_3} \tag{4.18}$$

Cu ajutorul relaţiilor (4.17) şi (4.18), factorul de amplificare al întregului circuit va fi:

$$A_b = \frac{A_1 \cdot A_{b2} \cdot A_{b3}}{1 + k_r \cdot A_1 \cdot A_{b2} \cdot A_{b3}} \tag{4.19}$$

Rămâne la latitudinea celui care sintetizează un circuit electronic modul în care va alege numărul de etaje ale amplificatoarelor şi modul în care va folosi reacţia în circuitul acestora.

4.5.Exemple de amplificatoare cu reacţie negativă.

In acest subcapitol se vor prezenta câteva exemple concrete de aplicare a reacţiei negative în circuitul amplificatoarelor.

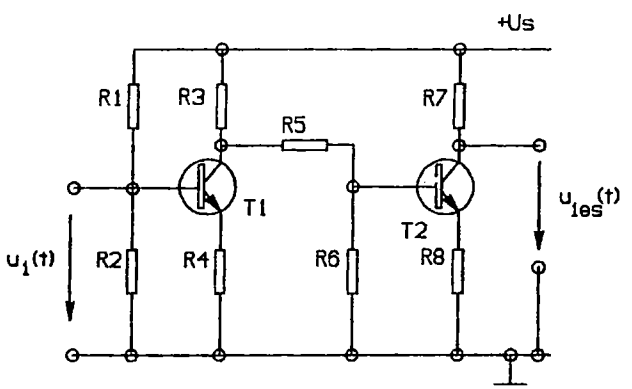

Fig. 4.11. Amplificator de curent continuu cu cuplare directă între etaje.

Figura 4.11 se referă la un amplificator de curent continuu cu două etaje prevăzut cu reacţii locale de curent, [79], [80], [81]. Pe baza celor expuse în [62], cu luarea în considerare a circuitului de cuplare directă prin divizor rezistiv, valoarea factorului de amplificare se poate scrie în mod direct:

$$A_b = \frac{R_6}{R_5 + R_6} \cdot \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{R_7}{R_8} \tag{4.20}$$

deoarece fiecare dintre etaje funcţionează cu reacţie negativă de curent. Punctul static de funcţionare se stabileşte cu divizorul rezistiv format din rezistenţele R_1 şi R_2. Amplificarea derivei cu temperatura a punctului static de funcţionare este aceeaşi cu factorul de amplificare al semnalului util, lucru ce se constituie ca un important dezavantaj al circuitului. Rezistenţa sa de intrare este de asemenea mică, din cauza prezenţei rezistenţelor de polarizare, [62].

Figura 4.12 indică circuitul unui amplificator de tensiune, de joasă frecvenţă cu cuplaje RC pe intrare, ieşire şi între cele două etaje, [79], [80], [81]. Cuadripolii de cuplaj sunt C_1R_2, C_2R_5 şi C_3R_9. Din cauza prezenţei condensatoarelor de decuplare C_4 şi C_5, amplificatorul funcţionează în buclă deschisă din punctul de vedere al semnalului util, de joasă frecvenţă. Factorul său de amplificare se poate uşor stabili deoarece cele două etaje sunt în conexiune emitor comun simplă. In calcul trebuie însă luat în considerare şi modulul atenuării introduse de către fiecare dintre cuadripolii de cuplare, [62]. De asemenea trebuie estimat şi defazajul semnalului de ieşire faţă de cel de intrare, rezultat de prezenţa aceloraşi cuadripoli, care au caracteristici dependente de frecvenţă. Amplificatorul poate avea un coeficient de amplificare mare dar este dezavantajat de variaţia fazei semnalului de ieşire cu frecvenţa. Reacţia este folosită în circuitul acestui amplificator numai pentru stabilirea punctelor statice de funcţionare a tranzistoarelor. Acest lucru se face prin divizoare rezistive de tensiune şi cu reacţie negativă de curent. Valoarea amplificării derivei cu temperatura a punctelor statice este R_4/R_1, respectiv R_8/R_7. Ea este mult mai mică decât coeficientul de amplificare al semnalului util, prelucrat de către amplificator.

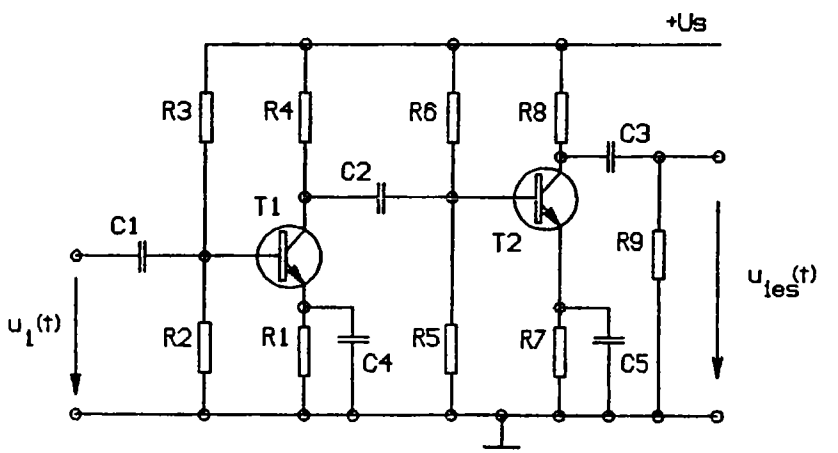

Fig. 4.12. Amplificator de joasă frecvenţă cu cuplaje RC

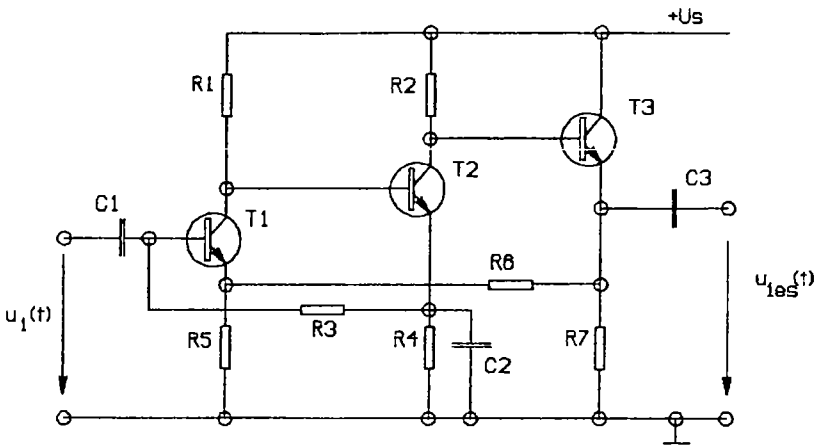

Fig. 4.13. Amplificator de joasă frecvenţă cu reacţie negativă globală.

Un amplificator de joasă frecvenţă, cu cuplare directă între etaje şi prevăzut cu reacţii multiple este indicat în Figura 4.13, [79], [80], [81]. Din punctul de vedere al semnalului util, amplificatorul este prevăzut cu reacţie negativă globală serie de tensiune. Semnalul de reacţie de tensiune se stabileşte prin varianta clasică cu divizorul format din rezistenţele R_5 şi R_6. Ca urmare factorul de amplificare al circuitului va fi:

$$A_b = \frac{1}{\frac{1}{A} + \frac{R_5}{R_5 + R_6}} \approx \frac{R_5 + R_6}{R_5} \qquad (4.21)$$

dacă amplificarea A a amplificatorului cu bucla de reacţie deschisă este suficient de mare. Pentru ca cele afirmate mai sus să fie valabile, rezistenţa R_5 trebuie să fie mică, deoarece în caz contrar va introduce şi o reacţie negativă de curent, nedorită, la stabilirea punctului static de funcţionare al amplificatorului. Rezultă că rezistenţa R_6 va trebui să aibe valori relativ mari pentru ca circuitul de măsură să nu încarce prea mult ieşirea. De aici apar restricţii severe privind valoarea minimă a amplificării A..

Polarizarea tranzistoarelor se face cu reacţie negativă paralel de curent, prin intermediul rezistenţei traductor R_4 şi a rezistenţei de cuplare R_5. Ca urmare amplificarea derivei cu temperatura a punctelor statice de funcţionare este mică, fiind dată de:

$$A_D = \frac{R_2}{R_4} \tag{4.22}$$

Circuitul are performanţe satisfăcătoare în special la amplificarea semnalelor de frecvenţă constantă când condensatoarele se pot dimensiona ca condensatoare de trecere, cu reactanţă capacitivă minimă.

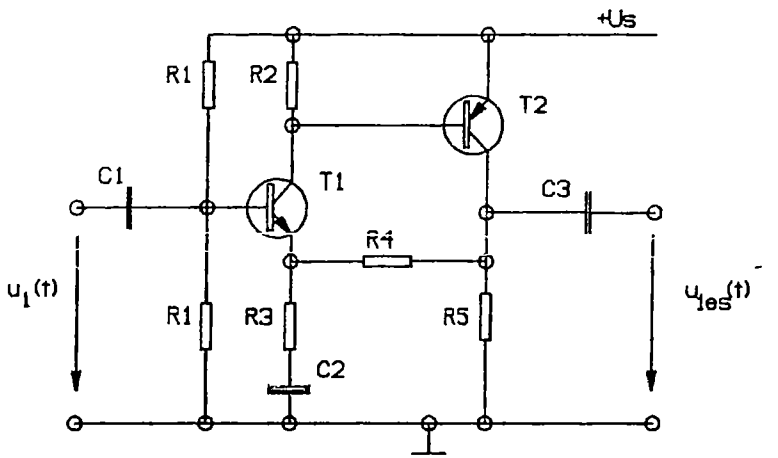

Fig.4.14. Amplificator de joasă frecvenţă cu tranzistoare complementare şi reacţie negativă globală.

Ultimul exemplu abordat, [79], [80], [81], se referă la un amplificator de joasă frecvenţă realizat cu tranzistoare complementare, Figura 4.14. Este un circuit prevăzut cu reacţie negativă serie de tensiune, reţeaua de reacţie fiind formată din rezistenţele R_4 şi R_3. Luând în considerare experienţa dobândită prin analiza circuitelor anterioare, putem scrie direct valoarea factorului de amplificare:

$$A_b = 1 + \frac{R_4}{R_3} \tag{4.23}$$

Circuitul se remarcă prin faptul că are amplificarea derivei cu temperatura a punctului static de funcţionare egală practic cu unitatea. Vom argumenta această proprietate. Datorită faptului că rezistenţele de polarizare sunt egale, potenţialul bazei tranzistorului T1 este egal cu $U_s/2$. Atunci potenţialul de curent continuu al emitorului aceluiaşi tranzistor va fi:

$$U_{E-T1} = \frac{U_s}{2} - U_{BE-T1} \tag{4.24}$$

Deoarece condensatorul C_2 blochează curenţii continui prin R_3, curentul de colector al tranzistorului T1 se închide prin rezistenţa R_4. Prin urmare potenţialul de curent continuu al colectorului tranzistorului T2, deci al ieşirii, va fi:

$$U_{C-T2} = \frac{1}{2}.U_s - U_{BE-T1} - I_{C1}.R_4 \tag{4.25}$$

Insă curentul de colector al tranzistorului T1 este:

$$I_{C1} = \frac{U_s - U_{C-T1}}{R_2} = \frac{U_{EB-T2}}{R_2} \tag{4.26}$$

Deoarece U_{EB-T2} are valori mici şi relativ constante, şi acest curent va fi constant. Ca urmare şi potenţialul de curent continuu al ieşirii, dat de relaţia (4.25) va fi practic constant ceea ce echivalează cu o polarizare deosebit de stabilă a circuitului. Constanţa revine din faptul că predominant este primul termen, $(1/2)U_s$. Din păcate, datorită tensiunii mici de la bornele rezistenţei R_2 factorul de amplificare al circuitului nu poate fi făcut mai mare de 10. Este interesant de remarcat faptul că fără R_3 şi C_2 şi cu R_4 scurtcircuitat, cele două tranzistoare formează un tranzistor compus iar circuitul devine un circuit repetor pe emitor, cu un singur etaj, folosit pentru adaptare de impedanţă şi având factorul de amplificare în tensiune unitar dar factorul de amplificare în curent de valoare mare, $\beta = \beta_1 . \beta_2$.

La încheierea acestui capitol sunt binevenite câteva concluzii. Se constată că majoritatea amplificatoarelor cu reacţie, realizate cu componente discrete folosesc conexiunea emitor comun sau sursă comună. Probleme ridică în special deriva cu temperatura a punctului static de funcţionare, datorat modificării curenţilor reziduali inverşi colector-bază, i_{CBo}, a tensiunii bază-emitor sau a factorului de amplificare în curent de semnal mic, β. Reducerea acestor efecte negative se poate face folosind tensiuni de alimentare bine stabilizate, reacţii locale, piese de bună calitate şi apelând la simetrizarea circuitelor, prin alimentare cu sistem de tensiune dublă, pozitivă şi negativă.

Din păcate, mărirea numărului de etaje pentru a avea factori de amplificare mari în buclă deschisă nu este o soluţie optimă deoarece, din cauza cuadripolilor de cuplare, apar defazări şi atenuări nedorite ale semnalului. De asemenea se complică problemele de stabilitate.

5.AMPLIFICATOARE OPERATIONALE

Amplificatoarele operaţionale, [5], [16], [24], [35], [36], [37], [40], [43], [69], [76], [79], [80], [81], [82], [84], [86], au fost dezvoltate din necesitatea de a soluţiona problemele apărute la sinteza amplificatoarelor electronice performante. Pornind de la concluziile capitolului anterior, rezultă că un amplificator electronic trebuie să fie stabil termic şi, pentru a beneficia la maximum de avantajele oferite de reacţia negativă, să aibe un factor de amplificare în buclă deschisă, open-loop gain în literatura tehnică de limbă engleză, de valoare cât mai mare. Prima dintre cele două probleme prezentate a fost rezolvată prin introducerea amplificatorului diferenţial. Acesta a condus apoi în mod natural la amplificatoarele operaţionale, care în prezent domină circuitele electronice sub forma tehnologică de amplificatoare operaţionale integrate.

5.1.Principiul funcţional şi constructiv al amplificatoarelor diferenţiale.

Având în vedere că deriva cu temperatura a parametrilor semiconductoarelor este o proprietate fizică a acestora, nu o putem influenţa în mod direct. Din acest motiv prin proiectarea îngrijită a circuitelor de polarizare putem rezolva doar în parte problemele legate de stabilitatea termică a circuitelor electronice. S-a pus problema dezvoltării unor circuite speciale care să nu mai amplifice tensiunile de derivă a semiconductorilor ci numai diferenţa acestor tensiuni. In acest caz la ieşirea unor astfel de circuite vor apare abateri mult mai mici datorită fenomenelor de natură termică. Circuitul care rezolvă această problemă este amplificatorul diferenţial.

Schema electronică de principiu a unui amplificator diferenţial este arătată în Figura 5.1. Se remarcă faptul că este un circuit simetric, construit în jurul a două tranzistoare, T1 şi T2, care au în circuitul de colector rezistenţele R_{c1} şi R_{c2}. Alimentarea circuitului se face de la sursă dublă de tensiune stabilizată, $+U_S$ şi $-U_S$. Nici un punct al circuitului amplificatorului diferenţial nu este conectat la potenţialul comun al maselor celor două surse de alimentare. Ca urmare, potenţialul de curent continuu al barei $-U_S$ poate fi şi 0 volt, fără a schimba cu nimic funcţionarea circuitului. Ceea ce face ca amplificatorul diferenţial **să nu reprezinte** un ansamblu de două circuite în conexiune emitor comun simplă, este faptul că emitorii celor două tranzistoare sunt cuplaţi împreună la rezistenţa comună, unică, de emitor, R_e.

Circuitul are două intrări, I_1 şi I_2, pe bazele celor două tranzistoare, T1 şi, respectiv, T2. De asemenea amplificatorul diferenţial prezintă două ieşiri, O_1 şi O_2, cuplate la colectoarele aceloraşi tranzistoare.

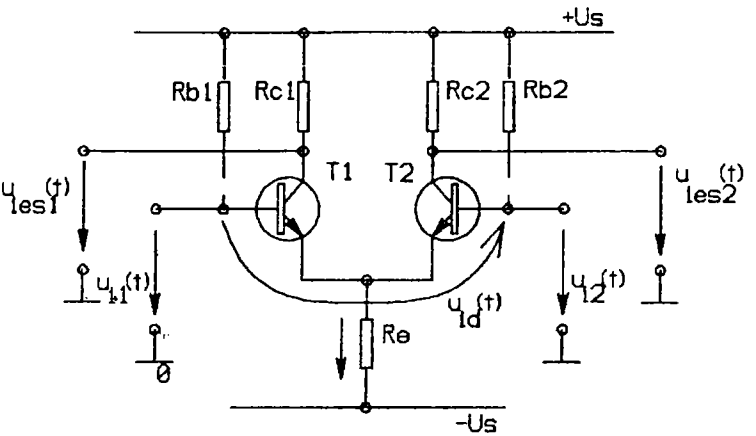

Fig.5.1. Schema electronică de principiu a amplificatoarelor diferenţiale.

Vom proceda la analiza funcţionării amplificatorului diferenţial presupunând că alimentarea acestuia se face de la o sursă dublă, simetrică de tensiune continuă stabilizată, UU. = -(-U_S), că rezistenţele de colector sunt egale, $R_{c1} = R_{c2} = R_c$ şi că tranzistoarele T1 şi T2 sunt bine împercheate, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, $r_{BE1} = r_{BE2} = r_{BE}$ şi $r_{CE1} = r_{CE2} = r_{CE}$. Pentru simplitate mai admitem că prin rezistenţele de bază, cuplate cu linie întreruptă în figură, R_{b1} şi R_{b2}, în practică cu valoare uşor diferită, tranzistoarele sunt astfel polarizate încât tensiunile de la cele două ieşiri să fie egale şi egale cu 0 volt. Spunem că amplificatorul diferenţial are semnal nul la ieşiri.

Precizăm că această tensiune de ieşire nulă în regim staţionar este relativă şi măsurată în volt are valori dependente de nivelul tensiunilor stabilizate de alimentare a circuitului şi de polarizare, deci ieşirile nule nu sunt obligatoriu la 0V. Important este ca cele două ieşiri să aibă aceeaşi tensiune la funcţionare în gol, fără semnal de intrare şi fără sarcină conectată la ieşire. Valorile în volt ale semnalului de ieşire nul se aleg de către proiectantul circuitului.

In condiţiile de mai sus, potenţialul de curent continuu al emitorilor celor două tranzistoare se stabileşte la:

$$U_e = -U_S + U_{\mathrm{Re}} = -U_S + R_e \cdot \left[(1 + \beta_1) I_{B1} + (1 + \beta_2) I_{B2}\right] \qquad (5.1)$$

Pentru amplificatorul diferenţial "ideal", perfect simetric, această relaţie devine:

$$U_e = -U_S + 2R_e(1 + \beta) I_B \qquad (5.2)$$

Observăm că având două intrări în circuit, există mai multe posibilităţi de aplicare a semnalului de amplificat la intrările 1 şi 2. Din acest motiv vom analiza pe rând funcţionarea circuitului pentru semnale **diferenţiale** şi pentru semnale **de mod comun** aplicate la intrări.

La început vom analiza modul obişnuit de folosire al amplificatorului diferenţial, când semnalul de intrare se aplică **între** cele două intrări, 1 şi 2. Convenim să numim acest semnal mic ca **semnal diferenţial de intrare**, şi să-l notăm cu u_{id}. Este evident că toate semnalele mici despre care discutăm în continuare sunt funcţii de timp. Conform figurii, semnalul diferenţial este aplicat circuitelor bază-emitor ale celor două tranzistoare:

$$u_{id} = u_{BE1} + (-u_{BE2}) \tag{5.3}$$

Cum admitem că circuitul este perfect simetric, în valoare absolută cele două modificări ale tensiunilor bază-emitor sunt egale:

$$u_{BE1} = -u_{BE2} = \frac{1}{2}u_{id} \tag{5.4}$$

Prin urmare cu cât creşte curentul de bază, respectiv de colector al primului tranzistor, cu atât va scădea curentul de bază, respectiv de colector al celui de al doilea tranzistor. Rezultă atunci, în mod evident, faptul că curentul total prin rezistenţa R_e nu se modifică. De aceea, potenţialul comun al emitorilor tranzistoarelor nu se schimbă nici el. Deducem atunci că **din punctul de vedere al semnalului diferenţial** aplicat la intrare, cele două tranzistoare funcţionează **ca şi cum ar fi în conexiune emitor comun simplă**. Primul tranzistor amplifică semnalul $0{,}5u_{id}$ iar al doilea amplifică semnalul $-0{,}5u_{id}$. Atunci, folosind cele expuse în [62], putem scrie direct **valoarea factorului de amplificare diferenţială** a circuitului:

$$A_D = -\frac{u_{e1}}{u_{id}} = +\frac{u_{e2}}{u_{id}} = +\beta\frac{R_c \times r_{CE}}{2r_{BE}} \tag{5.5}$$

Se constată faptul că acest factor este jumătate din cel corespunzător circuitului în conexiune emitor comun simplă deoarece fiecare tranzistor amplifică numai jumătate din semnalul diferenţial. Ieşirile evoluează în mod simetric, cu cât scade ieşirea 1 cu atât creşte tensiunea la ieşirea 2. Din acest motiv uneori se obişnuieşte să se numească ieşirea 1 **ieşire inversoare** şi ieşirea 2 **ieşire neinversoare**. Faptul că coeficientul de amplificare scade la acest circuit este un dezavantaj nesemnificativ, care va fi compensat de alte avantaje. Se va vedea că, de fapt, la amplificatoarele operaţionale, factorul A_D are valori cu totul remarcabile.

Rezistenţa de intrare a amplificatorului diferenţial, pentru semnale diferenţiale este de valoare:

$$r_{id} = 2.r_{BE} \tag{5.6}$$

deoarece între intrări sunt "văzute" tocmai circuitele bază-emitor ale celor două tranzistoare, T1 şi T2.

Rezistenţa de ieşire, corespunzătoare amplificării semnalelor diferenţiale rămâne aceeaşi ca la amplificatorul în conexiune emitor comun simplă:

$$r_{ies-d} = R_c \times r_{CE} \tag{5.7}$$

deoarece topologia circuitului de ieşire este neschimbată. Este evident că relaţia (5.7) este valabilă pentru oricare dintre cele două ieşiri.

Inainte de a continua expunerea este extrem de important a se face câteva consideraţiuni privind modul de aplicare a semnalului diferenţial între intrări. Aparent circuitul analizat ar avea dezavantajul de a nu putea prelucra semnale preluate de la ieşirile unor circuite ce lucrează faţă de masă. In realitate legarea la potenţialul masei a oricăreia dintre intrări nu schimbă cu nimic funcţionarea amplificatorului diferenţial. De aceea acesta are aceleaşi performanţe atât la prelucrarea semnalelor flotante cât şi a semnalelor preluate faţă de masă. In acest din urmă caz, cealaltă intrare trebuie legată la potenţialul masei.

Al doilea punct de vedere care trebuie luat în considerare la analiza de semnal mic a amplificatorului diferenţial este cel legat de modul de prelucrare al semnalelor aplicate pe intrări faţă de masă, numite **semnale de mod comun** deoarece masa surselor de tensiune stabilizată de alimentare poartă şi numele de "punct comun". Luând în considerare acelaşi semnal diferenţial pe care l-am introdus prin Figura 5.1 şi relaţia (5.3), remarcăm faptul că el mai poate fi scris şi sub forma:

$$u_{id} = u_{i1}(t) - u_{i2}(t) \tag{5.8}$$

Aceasta înseamnă că la intrarea amplificatorului diferenţial putem avea tensiune de intrare diferenţială nulă pentru diferite valori comune ale potenţialelor intrărilor faţă de masă. S-ar altfel spus, putem avea aceeaşi tensiune diferenţială de intrare pentru multiple valori ale potenţialelor intrărilor faţă de aceeaşi masă. Se pune întrebarea cum răspunde amplificatorul diferenţial la schimbarea acestor potenţiale ale intrărilor, sau a tensiunilor faţă de masă. Convenim să numim **tensiune de intrare de mod comun** tensiunea:

$$u_{CM}(t) = \frac{u_{i1}(t) + u_{i2}(t)}{2} \tag{5.9}$$

Să presupunem că această tensiune de mod comun, notată în continuare simplificat prin u_{CM} se aplică la ambele intrări ale amplificatorului diferenţial. Remarcăm faptul că acum tensiunea diferenţială de intrare este nulă ! Curenţii de bază ai ambelor tranzistoare cresc cu cantitatea i_B şi ca urmare potenţialul de curent continuu al emitorilor se modifică cu:

$$u_{\mathrm{Re}} = 2R_e.(1+\beta)i_B \tag{5.10}$$

Această relaţie ne permite să tragem concluzia că la aplicarea unui semnal de mod comun pe intrările amplificatorului diferenţial, cele două tranzistoare din circuit se comportă ca şi cum ar fi în conexiune emitor comun cu reacţie negativă de curent, [62], cu rezistenţa de reacţie de valoare $2R_e$. Ca urmare **factorul de amplificare de mod comun** va fi:

$$A_{CM} = -\frac{u_{e1}}{u_{CM}} = -\frac{u_{e2}}{u_{CM}} = \frac{R_c}{2R_e} \tag{5.11}$$

Acest coeficient de amplificare este mult mai mic decât cel de amplificare diferenţială. Intrucât tensiunile de mod comun sunt în fază, şi variaţiile ieşirilor datorate lor sunt tot în fază.

Continuând analogia, **rezistenţa de intrare de mod comun** a circuitului va fi:

$$r_{iCM} = r_{BE} + 2\beta R_e \approx 2\beta R_e \tag{5.12}$$

iar **rezistenţa de ieşire** rămâne la valoarea:

$$r_{ies-CM} = R_c \times r_{CE} \tag{5.13}$$

Reluând analiza relaţiilor (5.8) şi (5.9), constatăm că numai semnalul diferenţial "pur" are tensiunea de mod comun nulă. Intr-adevăr, putem uşor deduce că:

$$u_{MC} = u_{i1} - \frac{u_{id}}{2} = u_{i2} + \frac{u_{id}}{2} \tag{5.14}$$

şi numai în acest caz u_{i1} este egal cu $u_{id}/2$ şi u_{i2} este egal cu $-u_{id}/2$. Pentru ca rezultatul amplificării tensiunilor de intrare diferenţiale să fie cât mai independent de tensiunile de mod comun, care le însoţesc în mod natural, acestea din urmă trebuie să fie cât mai puţin amplificate. Altfel spus, **coeficientul de atenuare al amplificării de mod comun**, g sau "common mode rejection ratio", CMRR, în literatura tehnică de limba engleză:

$$g = CMRR = \frac{A_D}{A_{CM}} = \beta \frac{R_e}{r_{BE}} \tag{5.15}$$

trebuie să ia valori cât mai mari. Aceasta înseamnă tranzistoare cu factor β cât mai mare şi rezistenţă R_e de valoare ridicată. Prin modificarea punctului static de funcţionare pe caracteristica de intrare a tranzistoarelor nu se pot obţine rezultate satisfăcătoare deoarece scade şi rezistenţa de intrare. La amplificatoarele de acest fel, realizate cu tranzistoare, amplificarea diferenţială este în jur de 50 iar cea a semnalelor de mod comun, în jur de 1. Deci coeficientul de atenuare al amplificării de mod comun se poate uşor realiza cu valori în jur de 50.

De altfel am ajuns la **avantajul esenţial al amplificatoarelor diferenţiale**, legat de stabilitatea termică. Intr-adevăr, modificările cu temperatura a tensiunilor bază-emitor a celor două tranzistoare sunt, din punctul de vedere al circuitului, modificările unor tensiuni de mod comun. De exemplu, apelând la coeficienţii orientativi de mai sus, dacă derivele tensiunilor bază-emitor sunt de 20, respectiv 20,1 mV, atunci tensiunea de ieşire se va schimba cu numai 20 mV din cauza amplificării tensiunii de mod comun şi cu doar 5 mV din caza componentei diferenţiale a tensiunilor de derivă. La un amplificator obişnuit, proiectat cu grijă, cu o amplificare a derivei cu temperatura a punctului static de 10, presupunând tot o tensiune de derivă de 2 mV/grad Celsius şi tot o modificare a temperaturii joncţiunii de 10 grade, am fi constatat o modificare a tensiunii de ieşire în jur de 200 mV. Deci efectul derivei termice ar fi fost de 10 ori mai mare.

De altfel, tocmai acest aspect al funcţionării amplificatoarelor diferenţiale trebuieşte îmbunătăţit. Intre punctul comun al emitorilor şi sursa negativă de tensiune stabilizată de alimentare ar trebui să "vedem" o rezistenţă cât mai mare, în condiţiile în care prin ea circulă un curent suficient de mare pentru ca punctele statice de funcţionare ale tranzistoarelor să fie în

mijlocul zonei actve unde parametri lor funcţionali sunt optimi. Acest lucru se poate uşor soluţiona prin înlocuirea rezistenţei R_e cu un generator de curent constant, cu rezistenţă internă mare. Generatorul de curent constant nu este altceva decât un convertor tensiune/curent cu semnal de intrare fix. Asupra lui se va reveni detaliat în capitolul 8.2. Figura 5.2 prezintă circuitul unui amplificator diferenţial caracterizat printr-un coeficient de atenuare a amplificării de mod comun de valoare mare ca urmare a introducerii unui generator de curent constant cu un tranzistor.

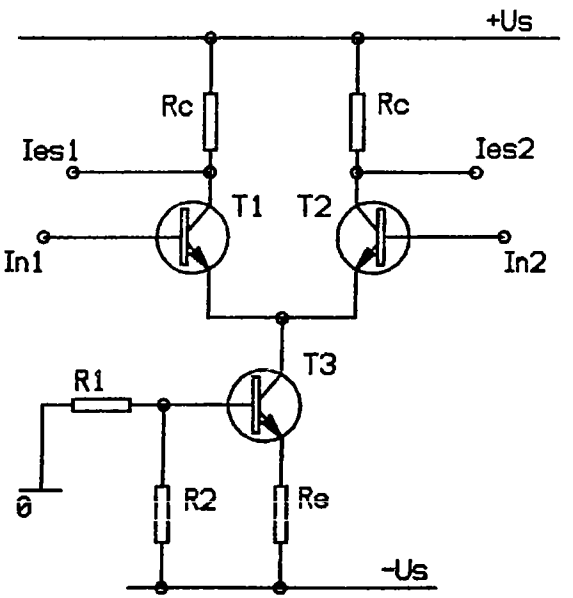

Fig. 5.2. Amplificator diferenţial cu generator de curent constant.

Pentru a lămuri efectul introducerii noului circuit, să admitem că rezistenţele R_1 şi R_2 sunt alese de valoare suficient de mică pentru ca curentul de bază al tranzistorului T3, de ordinul microamperilor, să fie cel puţin cu un ordin de mărime mai mic decât curentul prin rezistenţele divizorului menţionat. Ca urmare, fără a face o eroare prea mare, putem neglija curentul de bază al tranzistorului T3. Prin urmare divizorul funcţionează practic în gol şi potenţialul bazei tranzistorului va fi:

$$U_{B-T3} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}\left[0 - (-U_S)\right] = +\frac{R_2}{R_1 + R_2}U_S \qquad (5.16)$$

Ca urmare şi potenţialul emitorului lui T3 va fi constant de valoare:

$$U_{E-T3} = U_{B-T3} - 0{,}6V \tag{5.17}$$

Rezultă că şi curentul prin rezistenţa R_e va fi constant. Dar atunci:

$$I_E = I_{C-T3} \approx \frac{U_{E-T3}}{R_e} = const. \tag{5.18}$$

Prin urmare curentul I_E, care este chiar curentul de colector al lui T3 va fi constant şi "programabil" prin valoarea rezistenţelor R_1 şi R_2. In schimb rezistenţa "văzută" în emitorul comun al tranzistoarelor principale, T1 şi T2, va fi mare, deoarece este formată din rezistenţa diferenţială colector-emitor a lui T3 însumată cu R_e. In acest fel valoarea coeficientului g poate fi mult mărită, creind condiţiile specifice amplificatoarelor operaţionale unde valori uzuale sunt în domeniul 10^4 - 10^5. (atenţie şi la amplificările diferenţiale mari, existând mai multe etaje !).

O problemă importantă care apare la folosirea amplificatorului diferenţial este cea legată de abaterea tensiunii de ieşire la semnal diferenţial de intrare nul. Această abatere se materializează printr-o tensiune de ieşire diferită de zero, atunci când între intrări aplicăm un semnal de valoare nulă. Ea se datoreşte faptului că circuitul amplificatorului real diferă de cel ideal considerat până acum, tranzistoarele neputând fi perfect împerecheate şi nici componentele pasive neputând avea caracteristici absolut identice. Procedura de eliminare a acestui dezavantaj poartă numele ce compensare a abaterii tensiunii de ieşire sau compensare de "offset". Există mai multe posibilităţi de a face această compensare, fiecare cu domeniile sale specifice de aplicaţie.

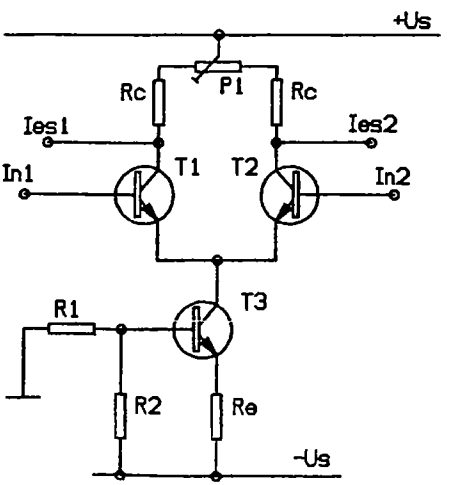

Fig.5.3. Principiul compensării amplificatoarelor diferenţiale în circuitul de colector.

Figura 5.3 indică modul de compensare a abaterii tensiunii de ieşire a unui amplific diferenţial cu ajutorul unui potenţiometru cu rezistenţă ohmică mică cuplat între surs tensiune pozitivă stabilizată şi rezistenţele de colector ale tranzistoarelor T1 şi T2. Compens se face prin dezechilibrarea celor doi curenţi de colector până când, la semnal diferenţial aplicat între intrări, vom măsura semnal nul la cele două ieşiri. Acţionând asupra curenţilc colector, amplificaţi, de valoare relativ mare, această metodă, numită **compensare în circ de colector** are efecte relativ reduse. Totuşi ea se aplică la etajul diferenţial din configu amplificatoarelor operaţionale, sub o formă uşor modificată. Mai exact, în l potenţiometrului de valoare mică din Figura 5.3, se foloseşte un potenţiometru de valoare mai mare decât valoarea rezistenţelor de colector, cuplat cu cele două terminale la colect tranzistoarelor şi cu cursorul la sursa $+U_s$. Deci se substituie o soluţie "în paralel" celei "s indicate în figură. Modul de aplicare se va vedea tot în cuprinsul acestui capitol, la prezent amplificatoarelor operaţionale integrate.

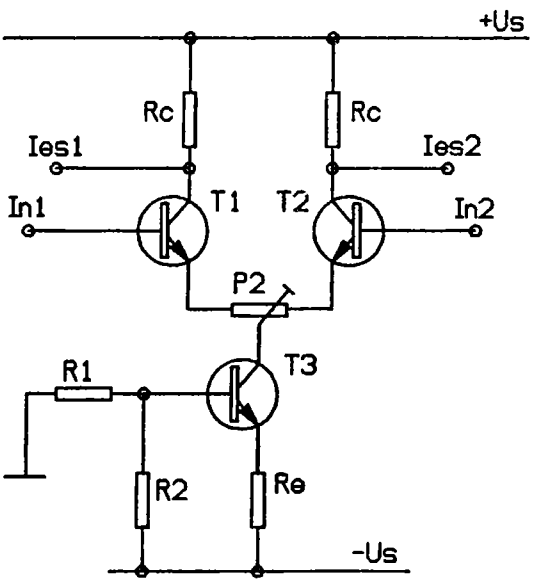

Fig. 5.4. Compensarea amplificatoarelor diferenţiale în circuitul de emitor.

Compensarea în circuitul de emitor este exemplificată în Figura 5.4. In acest potenţiometrul cu rezistenţă ohmică mică se amplasează între emitorii tranzistoarelor T1 şi cursorul fiind legat la colectorul tranzistorului din generatorul de curent constant. Si în acest efectul de compensare este redus, deoarece sunt implicaţi curenţii de emitor, de valoare mare. plus, rezistenţa potenţiometrului introduce un efect de reacţie negativă de curent, căruia i corespunde un factor de amplificare:

$$A_b = \frac{R_c}{R_p} \tag{5.19}$$

Ca urmare, pentru ca circuitul de compensare să nu conducă la diminuarea factorului de amplificare diferențială a circuitului, trebuie ca $A_b > A_D$, ceea ce impune ca:

$$R_p \leq \frac{R_c}{A_D} \tag{5.20}$$

Rezultă că valoarea rezistenței potențiometrului de compensare trebuie să fie mică. Din cauza limitărilor ei, metoda se aplică numai la amplificatoarele diferențiale realizate cu componente discrete.

In sfârşit, ultima metodă de compensare pe care o prezentăm este **compensarea la una dintre intrări.** In acest caz amplificatorul diferențial poate prelucra numai semnale de intrare furnizate față de masă. La cealaltă intrare se aplică circuitul de compensare din Figura 5.5 prin care se introduce un mic nivel de tensiune continuă suplimentară pentru anularea abaterii tensiunii de ieşire. Reglarea se face cu ccalaltă intrare legată la masă. Metoda se aplică la amplificatoarele diferențiale realizate cu componente discrete. In acelaşi timp ea este singura metodă de compensare abordabilă în cazul amplificatoarelor operaționale de uz general care nu au terminale de compensare, (de exemplu BM 324, la care în aceeaşi capsulă cu 14 terminale se găsesc 4 amplificatoare şi tehnologic nu există posibilitate de amplasare a terminalelor de compensare).

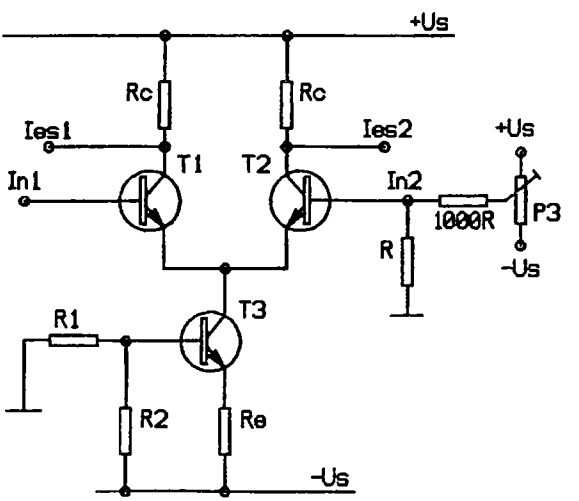

Fig. 5.5. Compensarea amplificatoarelor diferențiale la una dintre intrări.

In aplicaţiile în care se admite o valoare mai redusă pentru factorul de amplificare diferenţială dar există pretenţii deosebite legate de stabilitate sau de rezistenţa de intrare, se recomandă folosirea amplificatorului diferenţial cu reacţie negativă de curent, Figura 5.6. In acest caz, cunoscând coeficientul de amplificare diferenţială dat de relaţia (5.5), prin introducerea celor două rezistenţe de reacţie R_e, noul factor de amplificare se poate stabili cu expresia binecunoscută şi de la Teoria sistemelor:

$$\frac{1}{A_b} = \frac{1}{A_D} + \frac{2R_e}{R_c} \tag{5.21}$$

Dacă coeficientul de amplificare diferenţială este suficient de mare atunci:

$$A_b \approx \frac{R_c}{2R_e} \tag{5.22}$$

Rezistenţa de intrare a amplificatorului diferenţial creşte la valoarea:

$$r_{iD} = 2\left(r_{BE} + \beta R_e\right) \tag{5.23}$$

ceea ce conferă avantaje deosebite circuitului.

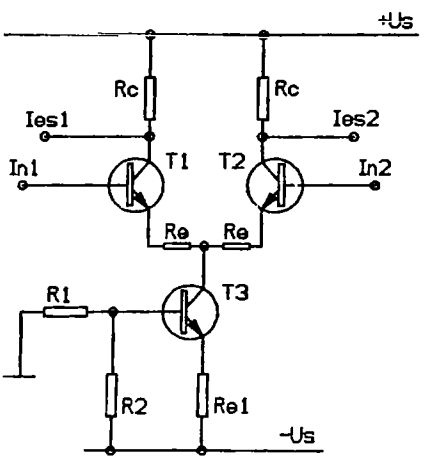

Fig. 5.6. Amplificator diferenţial cu reacţie negativă de curent.

Inainte de a finaliza acest subcapitol vom prezenta două exemple de amplificatoare diferențiale. Figura 5.7 se referă la un amplificator diferențial cu amplificator inversor, [79], [80], [81].

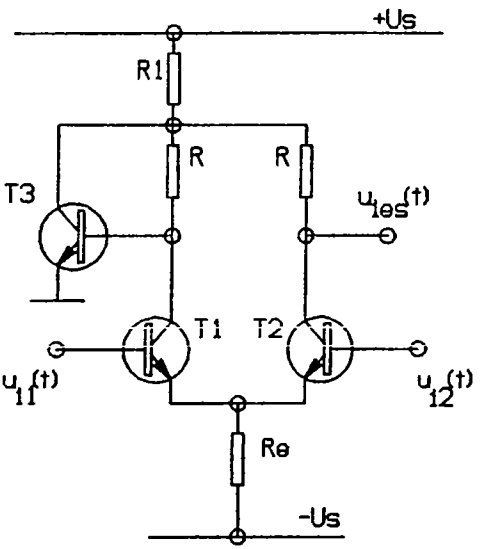

Fig. 5.7. Amplificator diferențial cu amplificator inversor.

Circuitul prezintă două intrări, asemănător oricărui amplificator diferențial dar are o singură ieşire. Circuitul realizat în jurul tranzistorului T3 este un amplificator inversor de tensiune, care are rezistența R, cuplată între colector şi bază, pe post de rezistență de reacție negativă. Ceea ce este specific circuitului analizat constă în faptul că potențialul bazei tranzistorului T3 este aproximativ constant:

$$u_{BE-T3} \approx U_{BE-T3} \approx 0{,}6V \tag{5.24}$$

Prin urmare, dacă prin aplicarea semnalului diferențial între intrări, curentul de colector al tranzistorului T1 creşte cu cantitatea i_C, atunci potențialul colectorului lui T3 creşte şi el cu:

$$u_{C-T3} = Ri_C \tag{5.25}$$

Datorită aceluiaşi semnal de intrare diferențial, curentul de colector al tranzistorului T2 scade tot cu i_C, ca urmare, față de colectorul lui T3, potențialul colectorului lui T2 creşte cu o

cantitate egală cu cea dată numeric tot de relația (5.24). Rezultă că față de potențialul bazei lu T3, adică practic față de potențialul masei, tensiunea de ieșire se modifică cu $2.R.i_C$. Pri urmare factorul de amplificare diferențială al acestui circuit prevăzut cu amplificator inverso este dublu, fiind dat de expresia:

$$A_D = \beta \frac{R \times r_{CE}}{r_{BE}} \qquad (5.26$$

identică cu cea valabilă pentru amplificatorul cu un tranzistor în conexiune emitor comu simplă.

La acest circuit, deoarece tensiunile de mod comun se aplică în fază, coeficientul d atenuare al amplificării de mod comun este de același ordin de mărime ca și la amplificatoru diferențial obișnuit, prevăzut cu generator de curent constant.

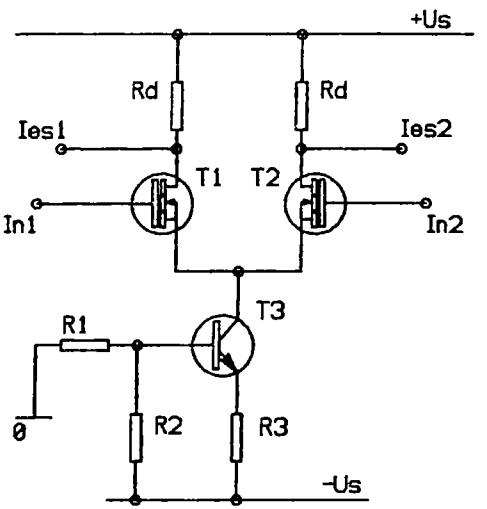

Fig. 5.8. Amplificator diferențial cu tranzistoare cu efect de câmp.

Al doilea exemplu selectat, Figura 5.8, [79], [80], [81], se referă la un amplificator diferențial realizat cu tranzistoare cu efect de câmp. S-a optat pentru un circuit cu tranzistoare IG-FET fără canal inițial dar se pot concepe circuite de acest fel cu orice tip de tranzistoare FET.

5.2.Amplificatorul operaţional. Caracteristici, performanţe.

Amplificatorul operaţional reprezintă cel mai performant circuit electronic amplificator, cu ajutorul căruia pot fi soluţionate, în mod satisfăcător aproape toate problemele ce se pun în tehnica circuitelor electronice de semnal. In acelaşi timp are multiple aplicaţii în domeniul circuitelor electronice de impulsuri şi hibride, motiv pentru care el se va găsi în continuare în majoritatea exemplelor din acest curs universitar, dar va fi prezent şi în multe soluţii prezentate în următorul volum.

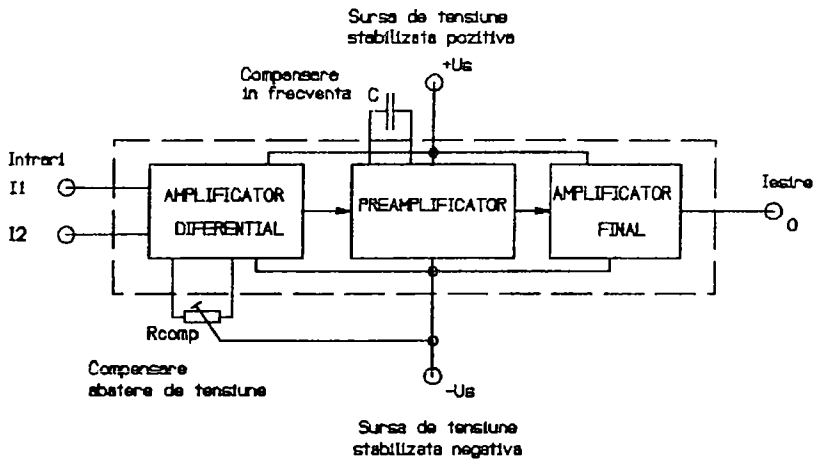

Fig. 5.9. Amplificatoare operaţionale. Schema bloc generală.

Un amplificator operaţional nu diferă esenţialmente de un amplificator electronic obişnuit. El are o schemă bloc, Figura 5.9, de amplificator cu 2 sau 3 etaje, dintre care primul este în mod obligatoriu un amplificator diferenţial. Următoarele două etaje sunt un preamplificator şi un etaj final de putere. Prezenţa primului etaj diferenţial conferă o comportare satisfăcătoare din punct de vedere termic. Existenţa a trei etaje amplificatoare asigură coeficient de amplificare mare circuitului. Cuplarea directă dintre etaje, fără elemente reactive de circuit, garantează o comportare satisfăcătoare într-o gamă foarte largă de frecvenţe de lucru. **Amplificatorul operaţional este un amplificator în buclă deschisă, fără reacţie.** Performanţele sale superioare sunt asigurate şi prin faptul că în primul etaj se poate proceda la o compensare a abaterii tensiunii de ieşire şi, de obicei, în al doilea etaj se poate proceda la o compensare în frecvenţă. Aceasta din urmă este necesară mai ales la frecvenţe înalte, pentru a elimina, în măsura posibilului efectele negative ale capacităţilor parazite specifice dispozitivelor semiconductoare folosite.

Cu ajutorul amplificatoarelor operaţionale se pot construi tot amplificatoare de tensiune, curent sau putere. Deosebirea constă în faptul că la amplificatoarele obişnuite este

important circuitul electronic în ansamblul său pe când la circuitele cu amplificatoare operaţionale sunt esenţiale doar elementele exterioare circuitului amplificator propriu-zis. Această proprietate remarcabilă rezultă tomai datorită: cuplării directe între etaje, (1), factorului de amplificare în buclă deschisă cu valoare foarte mare, (2), rezistenţei de intrare mari, (3) şi rezistenţei de ieşire mici, (4).

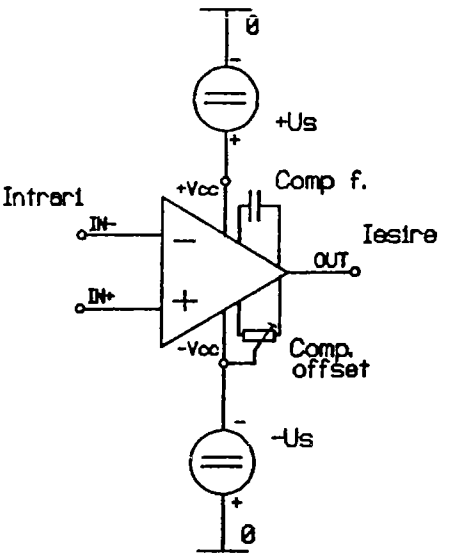

Fig. 5.10. Simbolul complet al amplificatorului operational.

Figura 5.10 se referă la simbolul complet al amplificatorului operaţional, care conţine toate elementele necesare cuplării sale în circuitul electronic. Pentru următoarea etapă de analiză a funcţionării şi performanţelor amplificatoarelor operaţionale, vom folosi însă un simbol simplificat, care nu mai evidenţiază sursele de alimentare şi circuitele de compensare. Acest simbol simplificat apare deja în Figura 5.11. Pe baza notaţiilor din această figură, **funcţia electronică îndeplinită de amplificatorul operaţional** poate fi scrisă ca:

$$u_{ies} = A_D . u_{id} \tag{5.27}$$

In această relaţie A_D este amplificarea diferenţială sau amplificarea în buclă deschisă, "open-loop gain", în literatura tehnică de limbă engleză. Acesta este cel mai important parametru care caracterizează un amplificator operaţional. Modificând uşor expresia:

$$u_{ies} = A_D . (u_p - u_n) \tag{5.28}$$

putem aprecia următoarele: Dacă u_n este egal cu 0, atunci $u_{ies} = A_D \cdot u_p$, semnalul de ieşire este în fază cu cel de intrare, motiv pentru care această intrare se numeşte "intrare p", "pozitivă" sau "intrare neinversoare". Dacă u_p este egal cu 0, atunci $u_{ies} = - A_D \cdot u_n$, semnalul de ieşire este defazat cu 180 grade faţă de cel de intrare, motiv pentru care această intrare poartă numele de "intrare n", "negativă" sau "inversoare". Subliniem că **aceste denumiri nu au nimic comun** cu operaţiile matematice de adunare sau scădere.

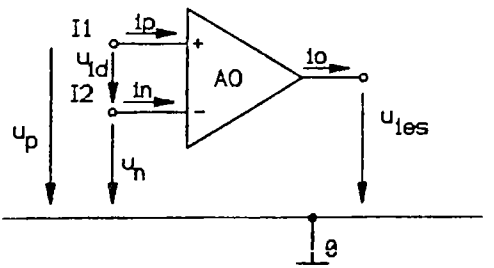

Fig. 5.11. Amplificatoare operaţionale. Simbolizare simplificată.

Concluziile de mai sus sunt sintetic redate de ansamblul de relaţii:

$$A_D = \frac{u_{ies}}{u_{id}} = \frac{u_{ies}}{u_p - u_n} = \begin{cases} -\dfrac{u_{ies}}{u_n} & u_p = 0 \\ +\dfrac{u_{ies}}{u_p} & u_n = 0 \end{cases} \qquad (5.29)$$

Acest factor de amplificare diferenţială are în mod uzual valori cuprinse între 10^3 şi 10^6. Ca urmare este evident faptul că dacă semnalul diferenţial de intrare depăşeşte anumite valori mici, de ordinul zecimilor de milivolt, ieşirea se saturează, ajungând la U_{eMax} sau U_{eMin}, valori de tensiune apropiate de nivelele tensiunilor stabilizate de alimentare a circuitului. In acest caz amplificatorul operaţional "taie" semnalul de intrare. Acest fenomen care caracterizează folosirea incorectă a circuitului, este bine reflectat de caracteristica statică a tensiunii de ieşire în funcţie de semnalul diferenţial de amplificat, aplicat între intrări, caracteristică dată, orientativ, pentru un circuit cu performanţe medii, în Figura 5.12.

In cazul în care la intrările amplificatorului operaţional se aplică o tensiune de mod comun, teoretic, tensiunea de ieşire ar trebui să rămână la nivelul 0 deoarece semnalul diferenţial de la intrare este nul. In practică acest lucru este foarte bine îndeplinit dacă tensiunile de mod comun nu depăşesc valori de ordinul 1 - 2 volt. Pentru un amplificator operaţional de uz general această proprietate este reflectată de Figura 5.13, care conţine caracteristica tensiunii de ieşire în funcţie de tensiunea de mod comun aplicată pe intrări. Din figură rezultă imediat faptul că nu se recomandă ca tensiunile de mod comun ce însoţesc un semnal diferenţial să fie prea mari, lucru care trebuie să fie în atenţia celui ce proiectează un circuit electronic. In mod

obişnuit, coeficientul de atenuare al amplificării de mod comun ia valori cuprinse între 10^3 şi 10^5 la amplificatoarele operaţionale de uz general.

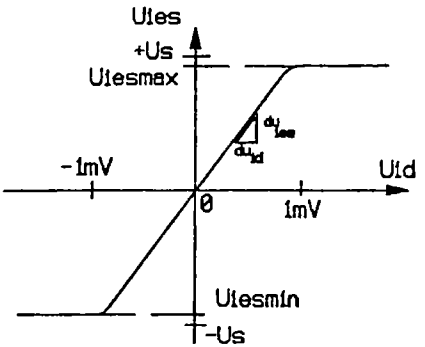

Figura 5.12. Caracteristica statică a amplificatorului operaţional pentru semnale diferenţiale de intrare.

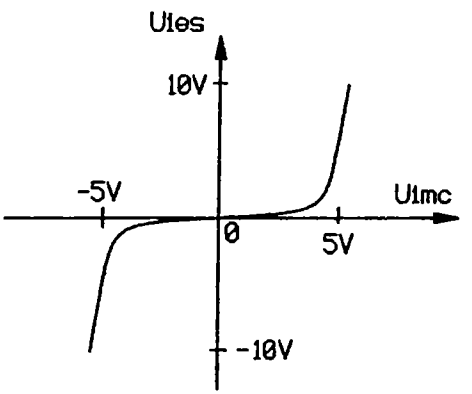

Fig. 5.13. Caracteristica statică a amplificatorului operaţional pentru semnale de mod comun aplicate la intrări.

Cea mai simplă configuraţie de amplificator operaţional, realizat cu componente discrete este prezentată în Figura 5.14, [79], [80], [81]. Este vorba de un amplificator operaţional cu doar două etaje. Primul etaj este amplificatorul diferenţial. Tranzistoarele T1 şi T2 trebuie să funcţioneze cu curenţi de colector mici, între 0,01 şi 1 mA, pentru ca rezistenţa de

intrare a circuitului să păstreze valori suficient de mari. Dacă nu sunt necesare două ieşiri, colectorul tranzistorului T1 poate fi legat direct la sursa de tensiune stabilizată pozitivă care alimentează circuitul. Etajul final, construit în jurul tranzistorului T4, funcţionează în regim de repetor pe emitor şi asigură impedanţa mică de ieşire a amplificatorului operaţional. Dioda Zener permite stabilirea nivelului de tensiune 0 la ieşire dacă nu avem semnal de intrare în amplificator. În condiţiile circuitului din figură, o diodă cu tensiunea de stabilizare de U_S - 0,6 V este satisfăcătoare. O altă soluţie poate folosi o rezistenţă în serie cu R_3, dar atunci rezistenţa de ieşire a amplificatorului creşte. Performanţele circuitului prezentat sunt modeste, pierderile prin cele două tranzistoare T1 şi T2 sunt diferite, ceea ce conduce la abateri de ordin termic relativ pronunţate. Dacă între intrări se aplică numai semnal diferenţial pur, generatorul de curent constant poate lipsi, substituindu-se o rezistenţă R_e.

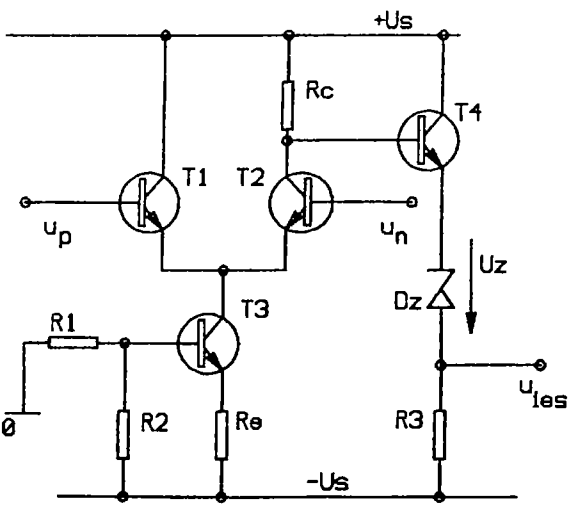

Fig. 5.14. Amplificator operaţional simplu cu componente discrete.

În prezent în quasitotalitatea cazurilor se folosesc amplificatoare operaţionale integrate. Se produc circuite de uz general sau cu performanţe speciale. Dintre acestea se pot menţiona amplificatoarele operaţionale cu rezistenţă de intrare foarte mare, cu rezistenţă de ieşire foarte mică, cu coeficient de amplificare diferenţială foarte mare, cu coeficient de atenuare al amplificării de mod comun foarte mare, cu offset supercompensat, de foarte înaltă frecvenţă, etc. De asemenea, găsim amplificatoare operaţionale speciale, de exemplu de instrumentaţie, pentru stabilizatoare parametrice, etc. Prin urmare utilizatorul va trebui să consulte o literatură de specialitate largă înainte de a decide asupra unui anumit amplificator operaţional pentru o aplicaţie dată. Studierea foilor de catalog este necesară şi pentru aplicarea metodelor recomandate de compensare a abaterii tensiunii de ieşire şi de compensare în frecvenţă, [16], [40], [79], [80], [81], [86].

Informativ, în Figura 5.15 este prezentată schema electronică a unuia dintre cele mai reuşite amplificatoare operaţionale de uz general existente pe piaţă, μA 741, [16], [40], [69],

[79], [80], [81], [86]. El este produs şi în prezent de către multe firme şi este preferat pentru multe aplicaţii de electronică industrială.

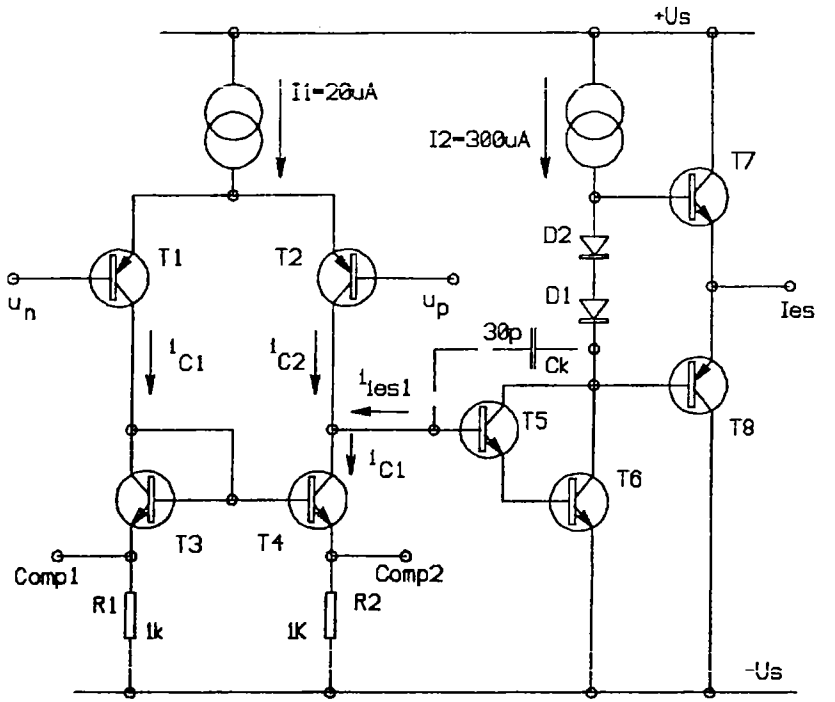

Fig. 5.15. Amplificatorul operaţional integrat 741. Schema electronică.

Conform schemei bloc generale, şi aici primul etaj este reprezentat de către amplificatorul diferenţial, construit în jurul tranzistoarelor T1 şi T2, de tip pnp. Ca urmare, generatorul de curent constant se găseşte pe partea sursei pozitive de alimentare a circuitului. Tranzistoarele T3 şi T4 formează o aşa-numită "oglindă de curent", care asigură un curent de ieşire din acest etaj egal exact cu diferenţa dintre curenţii de colector ai tranzistoarelor T1 şi T2. Compensarea abaterii tensiunii de ieşire se face în circuitul de colector, cu metoda "paralel". Etajul preamplificator este construit în jurul tranzistorului compus format din tranzistoarele T5 şi T6. Circuitul are compensare internă de frecvenţă cu condensatorul C_k. Etajul final este un amplificator de ieşire în contratimp, cu funcţionare în clasa AB, de tip repetor pe emitor complementar, bazat pe tranzistoarele T7 şi T8. Circuitul prezentat a fost preluat într-o variantă simplificată care uşurează înţelegerea funcţionării sale.

5.3.Amplificatorul operaţional ideal. Ipoteze simplificatoare.

Performanţele cu totul remarcabile ale amplificatoarelor operaţionale actuale permit ca în proiectarea circuitelor electronice ele să fie substituite cu un amplificator operaţional ideal. Acest fapt simplifică mult eforturile de calcul fără ca rezultatele obţinute la experimentare să difere prea mult de cele estimate prin luarea în considerare a modelului de amplificator operaţional ideal. Tabelul 5.1 prezintă o parte dintre parametri amplificatorului operaţional 741 alături de parametri echivalenţi, adoptaţi pentru circuitul ideal.

Tabelul 5.1

Nr. crt	Caracteristica	741	AO ideal
1	Coeficientul de amplificare diferenţială	10^5	∞
2	Factorul de amplificare de mod comun	10	0
3	Factorul de atenuare al amplificării de mod comun	10^4	∞
4	Rezistenţa de intrare diferenţială	1 MΩ	∞
5	Rezistenţa de intrare de mod comun	1 GΩ	∞
6	Curentul de intrare	50 nA	0
7	Curentul de eroare la intrare	5 nA	0
8	Curentul de ieşire	± 20 mA	∞
9	Rezistenţa de ieşire	1 kΩ	0

Analizând datele din tabel, se constată că în calculul circuitelor cu amplificatoare operaţionale se va putea admite de obicei că $1/A_D$ tinde la 0. Vom putea presupune că tensiunile de mod comun nu sunt amplificate şi nu au efect asupra ieşirii. Calculele de proiectare se vor simplifica deoarece curenţii de intrare la bornele neinversoare şi inversoare ale amplificatorului operaţional se vor putea admite nuli. Ipoteza rămâne adevărată în măsura în care circuitele din jurul amplificatorului vor fi caracterizate de rezistenţe suficient de mici pentru ca curenţii prin ele să fie cel puţin cu un ordin de mărime mai mari decât curenţii de intrare în amplificatorul real. Important este ca să nu se cadă nici în cealaltă extremă cu îndeplinirea acestei ipoteze, proiectându-se circuite cu rezistenţe atât de mici încât să apară probleme de pierderi nejustificate. De asemenea analiza tabelului mai evidenţiază faptul că în proiectare vom putea presupune că tensiunea de ieşire din amplificator este în regim quasistaţionar în momentul în care potenţialele celor două intrări sunt egale. De asemenea vom mai putea admite, în primă aproximaţie, că efectul semnalului diferenţial aplicat între intrări se transmite fără întârzieri la ieşire.

Ultimele două poziţii din tabel cer şi ele uşoare explicaţii. Curentul de ieşire este limitat pe criterii de nedepăşire a regimului termic al capsulei. Ca urmare valorile sale limită trebuiesc evitate prin proiectare. Rezistenţa de ieşire, relativ mare, nu deranjează, în măsura în care sarcinile conectate vor avea o rezistenţă de intrare cu valoare mai mare cel puţin cu un ordin de mărime.

5.4.Circuite fundamentale cu amplificatoare operaţionale.

Asemănător cazului deja studiat al tranzistoarelor bipolare sau al tranzistoarelor efect de câmp, şi în cazul amplificatoarelor operaţionale avem câteva circuite fundamentale c stau la baza tuturor celorlalte aplicaţii. Aceste circuite sunt în număr de 4, [16]: circu diferenţial, circuitul inversor, circuitul neinversor şi circuitul repetor. Vom analiza pe r aceste circuite fundamentale.

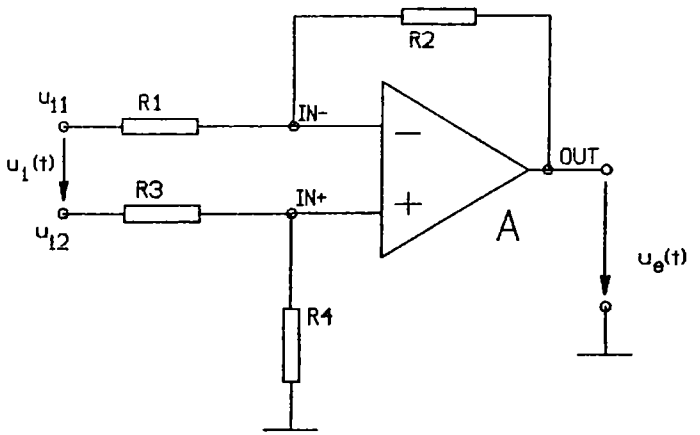

Fig. 5.16. Circuitul fundamental diferenţial cu amplificator operaţional.

Figura 5.16 se referă la primul circuit fundamental cu amplificator operaţional, nu **circuit diferenţial.** Pentru stabilirea funcţiei electronice pe care o îndeplineşte acest circ vom admite că între intrări se aplică semnalul diferenţial $u_i(t)$, căruia, faţă de masă îi corespu tensiunile de mod comun u_{i1} şi u_{i2}. Vom admite că curenţii de intrare în amplificato operaţional sunt neglijabili. Atunci putem uşor calcula potenţialul bornei inversoare:

$$u_n = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(u_{i1} - u_e(t)) + u_e(t) \qquad (5.3$$

respectiv, pe cel al bornei neinversoare:

$$u_p = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_{i2} \qquad (5.3$$

Considerând faptul că în regim quasistaţionar de funcţionare, când $u_p = u_n$, semnalul de ieşire reflectă efectul celui aplicat la intrare, vom putea egala relaţiile (5.30) şi (5.31). Dacă ţinem cont şi de faptul că în aplicaţiile practice $R_1/R_2 = R_3/R_4$, sau, şi mai restrictiv, $R_1 = R_3$ şi $R_2 = R_4$, atunci, prin transformări algebrice simple ajungem la expresia:

$$R_2 \cdot (u_{i1} - u_{i2}) = -R_1 \cdot u_e(t) \tag{5.32}$$

Prin urmare funcţia electronică a circuitului va fi dată de:

$$u_e(t) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_i(t) \tag{5.33}$$

Deci **circuitul diferenţial funcţionează ca amplificator de tensiune** şi amplifică, cu coeficientul de amplificare $-R_2/R_1$, semnalul diferenţial aplicat între intrările sale. Circuitul defazează semnalul de intrare cu 180°.

Al doilea circuit fundamental cu amplificator operaţional este **circuitul inversor** prezentat în Figura 5.17.

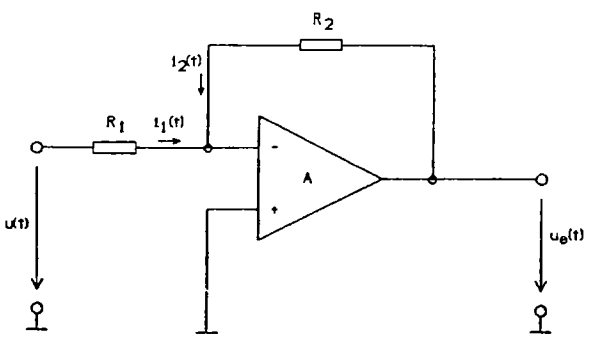

Fig. 5.17. Circuitul fundamental inversor cu amplificator operaţional.

Pentru analiza acestui circuit să presupunem că la intrarea sa se aplică un semnal oarecare de tensiune, u(t), care, în primul moment are o valoare pozitivă. Tensiunea de la ieşire, $u_e(t)$, are încă valoare nulă, deci:

$$u_e(t) = 0 \; ; \; t = 0 \tag{5.34}$$

Ca urmare potenţialul bornei inversoare a amplificatorului operaţional, la t = 0, va fi pozitiv:

$$u_n = \frac{R_2}{R_1 + R_2}[u(t) - 0] > 0 \qquad (5.35)$$

Intrucât borna neinversoare este explicit conectată la potenţialul masei circuitului electronic, tensiunea diferenţială la intrarea amplificatorului operaţional devine:

$$u_i = u_p - u_n = 0 - u_n < 0 \qquad (5.36)$$

Datorită acestei tensiuni diferenţiale negative de la intrare, tensiunea $u_e(t)$ de la ieşire începe să evolueze şi ea către valori negative. In acest interval de timp, ecuaţia de curenţi, scrisă pentru nodul de circuit constituit de către borna inversoare, va fi de forma:

$$i_1(t) + i_2(t) = 0 \qquad (5.37)$$

In relaţia de mai sus a fost luată în considerare ipoteza amplificatorului operaţional ideal, caracterizat prin curenţi de intrare nuli. Regimul staţionar se va atinge atunci când tensiunea diferenţială de la intrare devine nulă. Cum potenţialul intrării neinversoare este 0, acest lucru se realizează, datorită reacţiei negative de tensiune, atunci când şi potenţialul bornei inversoare devine nul. In acest moment, pe baza relaţiei (5.37) vom putea scrie:

$$\frac{u(t)}{R_1} + \frac{u_e(t)}{R_2} = 0 \qquad (5.38)$$

De aici rezultă în mod direct expresia care caracterizează rolul funcţional al circuitului analizat:

$$u_e(t) = -\frac{R_2}{R_1} u(t) \qquad (5.39)$$

Deci **circuitul fundamental inversor funcţionează ca un amplificator de tensiune** care are factorul de amplificare A_b de valoare:

$$A_b = -\frac{R_2}{R_1} \qquad (5.40)$$

Pe lânga amplificarea semnalului aplicat la intrare, acest circuit îl şi defazează cu 180°. Rezistenţa sa de intrare este de valoare R_1 deoarece în regim quasistaţionar de funcţionare potenţialul bornei inversoare este nul. Rezistenţa de ieşire a circuitului este practic zero fiindcă rezistenţa de reacţie negativă de tensiune, R_2, apare în paralel cu rezistenţa de ieşire a circuitului aplificator operaţional, rezistenţă care practic este nulă.

Figura 5.18 se referă la al treilea circuit fundamental cu amplificator operaţional, numit **circuit neinversor**. In acest caz semnalul de amplificat, u(t), este aplicat direct la borna neinversoare a amplificatorului operaţional.

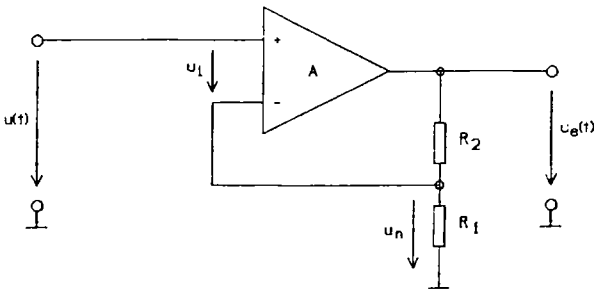

Fig. 5.18. Circuitul fundamental neinversor cu amplificator operaţional.

Ca urmare în tot timpul funcţionării circuitului va fi valabilă relaţia:

$$u_p = u(t) \tag{5.41}$$

Amplificatorul este un circuit electronic cu reacţie negativă de tensiune. Semnalul de reacţie este cules prin circuitul de măsurare format de rezistenţele R_1 şi R_2 şi este conectat în mod direct la borna inversoare a amplificatorului operaţional, deci:

$$u_n = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_e(t) \tag{5.42}$$

Să admitem că la punerea în funcţiune a circuitului tensiunea u(t) este zero şi, prin urmare, şi tensiunea de ieşire este nulă. La un moment dat mărimea de intrare, u(t), ia o valoare oarecare, pozitiva faţă de potenţialul masei circuitului. Semnalul de reacţie este încă nul şi de aceea tensiunea diferenţială la intrarea amplificatorului operaţional devine pozitivă. Ca urmare ieşirea circuitului începe să evolueze către valori pozitive. Semnalul de reacţie de tensiune creşte şi el, determinând scăderea tensiunii diferenţiale de la intrarea amplificatorului operaţional. Starea de echilibru se atinge atunci când abaterea de la intrare devine nulă, adică atunci când şi potenţialul bornei inversoare devine egal cu mărimea de intrare u(t).Aceasta înseamnă că va fi îndeplinită condiţia:

$$u(t) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_e(t) \tag{5.43}$$

De aici se poate deduce direct factorul de amplificare al acestui circuit:

$$A_b = \frac{u_e(t)}{u(t)} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \tag{5.44}$$

Acest factor fiind pozitiv rezultă în mod evident că este vorba de un amplificator neinversor de tensiune continuă. Deci, în concluzie, **al treilea circuit fundamental cu amplificator operaţional** îndeplineşte funcţiunea electronică de **amplificator neinversor de tensiune**. Rezistenţa sa de intrare este foarte mare, curentul de intrare fiind practic nul, (el este egal cu curentul de intrare la borna neinversoare a circuitului amplificator operaţional folosit). Rezistenţa de ieşire este de acelaşi ordin de mărime cu rezistenţa de ieşire a amplificatorului operaţional, deci practic se poate admite de valoare nulă. Faptul că circuitul de măsurare a tensiunii de ieşire apare în paralel cu r_{ies}, nu schimbă cu nimic lucrurile. Din cauza rezistenţei de intrare mari, acest circuit poartă şi numele de "amplificator de tip electrometru".

Cu scopul introducerii mai multor metode de analiză a circuitelor electronice, vom relua studiul acestui amplificator şi pe altă cale. Aşa cum s-a precizat, în urma aplicării semnalului u(t) la intrare, tensiunea diferenţială u_i devine:

$$u_i = u_p - u_n = u(t) - \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_e(t) \tag{5.45}$$

Tensiunea de la ieşirea amplificatorului operaţional, care este şi ieşirea circuitului amplificator, $u_e(t)$, va fi:

$$u_e(t) = A_D u_i = A_D [u(t) - \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_e(t)] \tag{5.46}$$

In expresia (5.46), prin A_D s-a notat factorul de amplificare diferenţială al amplificatorului operaţional folosit. De aici, pentru factorul de amplificare al amplificatorului de tensiune neinversor se poate deduce imediat relaţia:

$$A_b = \frac{u_e(t)}{u(t)} = \frac{A_D}{1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} A_D} \tag{5.47}$$

De altfel, privind circuitul ca un sistem automat cu reacţie negativă, expresia (5.47) putea fi scrisă în mod direct. Ea reprezintă factorul de amplificare exact al circuitului analizat. Prin împărţire cu factorul de amplificare diferenţială A_D, rezultă:

$$A_b = \frac{1}{\frac{1}{A_D} + \frac{R_1}{R_1 + R_2}} \tag{5.48}$$

Relaţia stabilită este deosebit de importantă pentru aplicaţiile practice deoarece în măsura în care putem admite că termenul $1/A_D$ este neglijabil, regăsim pentru factorul de amplificare în tensiune expresia determinată deja mai sus. pe alte căi:

$$A_b = \cong \frac{R_1 + R_2}{R_1} \tag{5.49}$$

Se cuvine să subliniem că condiţia luată în considerare se poate uşor indeplini în practică, mai ales în cazul amplificatoarelor operaţionale integrate, la care în mod uzual putem admite că factorul de amplificare diferenţial tinde la infinit.

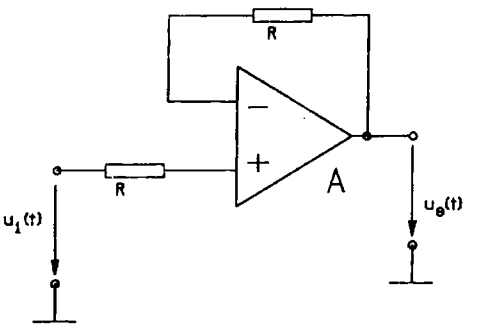

Fig. 5.19. Circuitul repetor cu amplificator operaţional.

Vom aborda în încheierea acestui subcapitol, ultimul circuit fundamental cu amplificator operaţional, numit **circuit repetor**. Acesta este prezentat în Figura 5.19. Aşa cum se poate uşor vedea, curenţii prin rezistenţa de intrare R şi, respectiv, rezistenţa de reacţie negativă totală de tensiune, tot de valoare R, sunt nuli. Ipoteza este corectă fiindcă ambele rezistenţe sunt în serie cu rezistenţele de intrare de la bornele, respectiv, neinversoare şi inversoare, care rezistenţe, după cum bine se ştie, au valori de ordinul MΩ. Rezultă că în regim quasistaţionar, când $u_p = u_n$, tensiunea de la ieşire este egală cu cea de la intrare:

$$u_e(t) = u_i(t) \tag{5.50}$$

Prin urmare la ieşire "se repetă" tensiunea de la intrare, fapt care justifică numele de **circuit repetor** atribuit acestei aplicaţii. Rezistenţa de intrare este practic infinită iar cea de ieşire practic nulă. Ca urmare acest circuit este similar circuitului repetor pe emitor cu tranzistoare, fiind folosit tot pentru adaptare de impedanţă.

Drept final se cuvine un comentariu explicativ. Mai sus s-a insistat poate prea pe larg asupra acestor circuite fundamentale cu amplificatoare operaţionale, repetându-se unele demonstraţii. Scopul acestei strategii de expunere a fost acela de a se sublinia că există multiple metode de a aborda analiza sau sinteza unui circuit electronic. Acumulând experienţă de proiectare, inginerul va putea aplica cele mai simple metode posibile, cu rezultate satisfăcătoare. Se va încerca aplicarea acestui principiu şi în continuarea acestui manual universitar.

6.CIRCUITE DE PRELUCRARE A SEMNALELOR CONTINUE CU AMPLIFICATOARE OPERATIONALE

Acest capitol este destinat investigării unor categorii de circuite electronice care prelucrează semnale electrice continue, cu multiple aplicaţii în electronica industrială, profesională sau comunicaţii. Se vor aborda circuitele electronice liniare, generatoare de funcţii, de multiplicare şi circuitele regulatoarelor specifice automatizăriior electronice. Se vor face câteva consideraţiuni şi pe marginea unor aplicaţii speciale.

6.1.Circuite liniare

Conform principiilor de clasificare din [16], în subcapitolul destinat circuitelor liniare cu amplificatoare operaţionale se vor studia circuitele care efectuează operaţii de sumare, scădere, integrare şi diferenţiere asupra unuia sau a mai multor semnale electrice continue. Pentru a se evita orice fel de confuzii, chiar de la început suntem obligaţi să precizăm că aceste circuite nu operează cu numere sau numere codificate ci cu semnale continue. Ca urmare şi la ieşirea acestora vom regăsi semnale care reflectă funcţiunea electronică a respectivului circuit. Este evident că valoarea respectivelor semnale, la un moment de timp "t" este chiar suma, diferenţa, integrala definită sau diferenţiala valorii semnalelor de intrare la acelaşi moment.

Pornind de la circuitul fundamental inversor cu amplificator operaţional, Figura 6.1 prezintă un **circuit sumator inversor cu mai multe intrări**. Semnalele aplicate la intrare, u_1, u_2,...,u_k, sunt tensiuni electrice variabile în funcţie de timp, lucru care nu s-a mai specificat în mod explicit în notaţie. Analiza circuitului este deosebit de simplă dacă apelăm la teorema lui Kirchoff referitoare la curenţi, scrisă pentru nodul de circuit constituit de borna inversoare a amplificatorului operaţional. Admiţând că acest amplificator operaţional este ideal, deci cu curenţi nuli de intrare şi remarcând că borna neinversoare este explicit legată la potenţialul masei circuitului, vom putea scrie în mod direct:

$$\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \ldots\ldots + \frac{u_k}{R_k} + \frac{u_e(t)}{R} = 0 \qquad (6.1)$$

De aici, funcţia îndeplinită de către circuit rezultă în mod simplu:

$$u_e(t) = -\left(\frac{R}{R_1}u_1 + \frac{R}{R_2}u_2 + \ldots\ldots + \frac{R}{R_k}u_k\right) \qquad (6.2)$$

Definind rapoartele de rezistențe din expresia (6.2) ca ponderile intrărilor circuitului sumator inversor obținem următoarea relație finală:

$$u_e(t) = -\left(k_1 u_1 + k_2 u_2 + \ldots\ldots + k_k u_k\right)$$

unde : (6.3)

$$k_1 = \frac{R}{R_1}\ ;\ k_2 = \frac{R}{R_2}\ ;\ldots\ldots;\ k_k = \frac{R}{R_k}$$

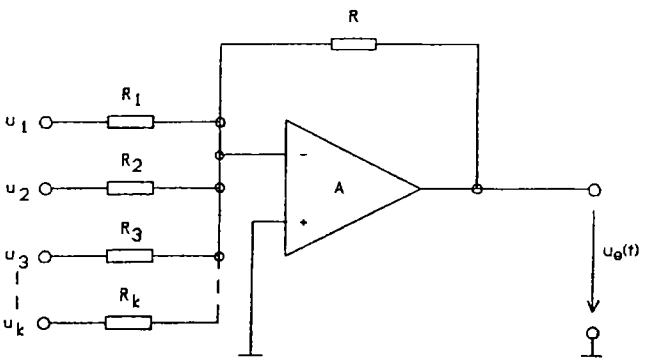

Fig. 6.1. Circuit sumator inversor cu amplificator operațional.

Această expresie evidențiază faptul că ponderile intrărilor se pot alege în mod independent. In cazul blocurilor de calcul analogic, circuitele de acest fel se prevăd cu 4 la 6 intrări, de obicei cu ponderile 1, 2 și 5. In aplicațiile de automatizări circuitul sumator prezentat are de asemenea multiple utilizări. In acest caz ponderile se stabilesc în funcție de mărimile din proces ce urmează a fi prelucrate. De exemplu, în cazul unui sistem numeric de reglare în care interesează componentele simetrice ale tensiunii din rețeaua trifazată, se recomandă calculul acestor componente simetrice chiar în sistemul de achiziție de date, cu circuite sumatoare inversoare de tipul celui prezentat mai sus. Ponderile intrărilor vor avea valorile egale cu termenii din matricile de conversie corespunzătoare. Aceste matrici de conversie din sistem trifazat în sistem bifazat sunt cunoscute de la disciplinele de Bazele fizice ale electrotehnicii. In acest fel, apelând la circuite electronice de semnal simple, sistemele de reglare numerice pot fi degrevate de o serie de calcule

matematice, nu foarte complexe, dar mari consumatoare de timp. Precizia necesară este asigurată prin folosirea de componente electronice de calitate şi prin proiectare îngrijită.

Alegând toate rezistenţele de la intrările circuitului din Figura 6.1 de valoare egală cu R_{in}, se va obţine o funcţionare de amplificator sumator conform expresiei:

$$u_e(t) = - k (u_1 + u_2 + \ldots + u_k)$$

unde : (6.4)

$$k = \frac{R}{R_{in}}$$

Este evident că factorul de amplificare k poate fi stabilit şi de valoare unitară.

In practica inginerească se pune des problema stabilirii diferenţei dintre două mărimi, date sub forma unor tensiuni electrice, variabile, în funcţie de timp, după legi oarecare. Această problemă este rezolvată cu ajutorul **circuitelor de scădere**, care sunt tot aplicaţii ale amplificatoarelor electronice. In continuare vor fi analizate două astfel de circuite.

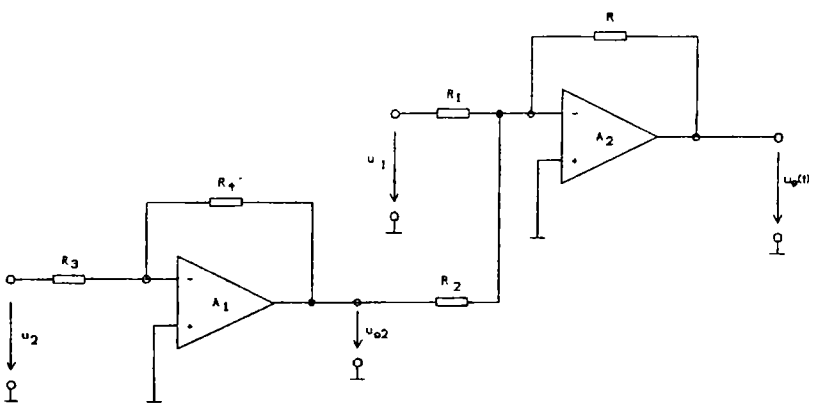

Fig.6.2. Circuit de scădere cu două amplificatoare operaţionale.

Figura 6.2 se referă la o **configuraţie cu două etaje**, mult folosită în blocurile de calcul analogic. Primul etaj al circuitului de scădere este un amplificator inversor care operează asupra semnalului de intrare u_2. La ieşirea sa se obţine un semnal intermediar u_{e2} a cărui valoare este dată de relaţia:

$$u_{e2} = - \frac{R_4}{R_3} u_2 \tag{6.5}$$

Al doilea etaj al circuitului de scădere din Figura 6.2 este un sumator - inversor cu două intrări care efectuează operaţia de adunare a semnalelor u_1 şi u_{e2}. La ieşirea sa se obţine:

$$u_e(t) = - \left(\frac{R}{R_1} u_1 + \frac{R}{R_2} u_{e2}\right) \tag{6.6}$$

Apelând şi la expresia (6.5), pentru semnalul $u_e(t)$ de la ieşirea circuitului studiat, obţinem:

$$u_e(t) = - \frac{R}{R_1} u_1 + \frac{R}{R_2} \frac{R_4}{R_3} u_2 \tag{6.7}$$

Relaţia de mai sus are un caracter general, fiind posibilă ponderarea după necesităţi a celor două semnale aplicate la intrare. Dacă presupunem că toate rezistenţele folosite au valoare egală, rezultă expresia mult mai simplă:

$$u_e(t) = - (u_1 - u_2) \tag{6.8}$$

Ea evidenţiază în modul cel mai clar funcţia de circuit de scădere îndeplinită de către circuitul studiat. Multiplicarea numărului de intrări în vederea efectuării sumei algebrice a mai multor mărimi nu prezintă nici un fel de dificultăţi, totul rezumându-se la folosirea în ambele etaje a unor circuite sumatoare cu numărul cerut de intrări.

In multe aplicaţii de electronică industrială alături de îndeplinirea unei funcţiuni cerute, suntem interesaţi şi în reducerea numărului de componente electronice. In acest caz **circuitul de scădere din Figura 6.3** se impune deoarece **foloseşte un singur amplificator operaţional**. El reprezintă o aplicaţie a circuitului fundamental diferenţial cu amplificator operaţional. Pentru analiza sa pornim de la expresiile potenţialului bornei neinversoare:

$$u_p = \frac{R_3}{R_3 + \frac{R_3}{\alpha}} u_2 \tag{6.9}$$

respectiv, al potenţialului bornei inversoare a amplificatorului operaţional:

$$u_n = \frac{R_2}{R_2 + \frac{R_2}{\alpha}} [u_1 - u_e(t)] + u_e(t) \tag{6.10}$$

Dar în regim staţionar cele două potenţiale, explicitate prin relaţiile de mai sus, sunt egale:

$$u_p = u_n \tag{6.11}$$

Ca urmare se poate scrie:

$$\frac{\alpha}{\alpha + 1} u_2 = \frac{\alpha}{\alpha + 1}[u_1 - u_e(t)] + u_e(t) \tag{6.12}$$

Efectuând calculele algebrice necesare în expresia (6.3.28), se obține relația căutată:

$$u_e(t) = -\alpha(u_1 - u_2) \tag{6.13}$$

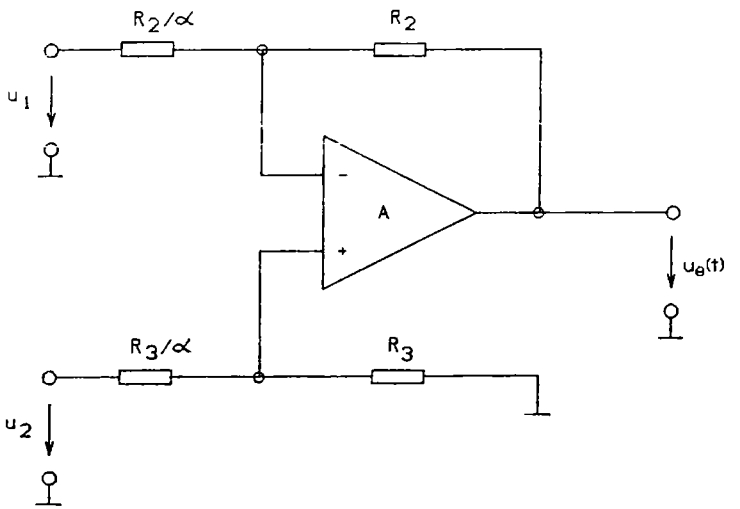

Fig. 6.3. Circuit de scădere cu un singur amplificator operațional.

Așa cum era și de așteptat, ea indică faptul că acest circuit furnizează la ieșirea sa diferența celor două semnale aplicate la intrări, u_1, respectiv, u_2, amplificată cu factorul de amplificare α. Circuitul poate avea și alte destinații decât cea de scădere cu amplificare α. Dacă semnalul de intrare u_2 este zero sau intrarea corespunzătoare este neconectată, atunci circuitul funcționează ca amplificator inversor al semnalului u_1, factorul de amplificare fiind tot α. De asemenea, circuitul îndeplinește funcțiunea de amplificator neinversor al semnalului u_2, cu același factor de amplificare, dacă semnalul de intrare u_1 este zero, prin conectarea explicită a respectivei borne de intrare la masa circuitului electronic studiat. Fără această operațiune de conectare la potențialul masei, rețeaua de reacție negativă nu funcționează corect. In sfârșit, o aplicație foarte interesantă este în măsurarea unor semnale de tensiune, de valoare mare, fără a se apela la circuite

de separare galvanică care pot introduce distorsiuni nedorite. In acest caz tensiunea mare, de măsurat, se aplică ca semnal diferenţial între cele două intrări u_1 şi u_2. Pentru ca tensiunea de ieşire să evolueze între limitele cerute de prelucrarea ulterioară, factorul de amplificare α va fi subunitar, foarte mic. Ca urmare cele două rezistenţe de la intrarea circuitului vor avea valori foarte mari, "separând" partea de tensiune înaltă de circuitele electronice de semnal din aval. O siguranţă suplimentară de ordin practic se obţine prin realizarea rezistenţelor de la intrare înseriind mai multe rezistoare de valoare mai mică, adecvat alese.

Nu putem încheia analiza acestui circuit fără a preciza că atunci când diferenţa semnalelor aplicate la intrări este foarte mică, pot apare abateri relativ mari ale semnalului de ieşire, datorate în principal amplificării de mod comun a amplificatorului operaţional, care nu se mai poate neglija. In acest caz una din soluţiile posibile constă în folosirea unor amplificatoare operaţionale de precizie pentru realizarea circuitului de scădere.

In multe aplicaţii inginereşti, pe lânga însumarea sau scăderea a două semnale electrice, sunt necesare şi alte operaţii matematice simple. In acest context ne vom referi în continuare la **circuite electronice care efectuează integrarea sau diferenţierea** unor mărimi date sub forma unor tensiuni electrice.

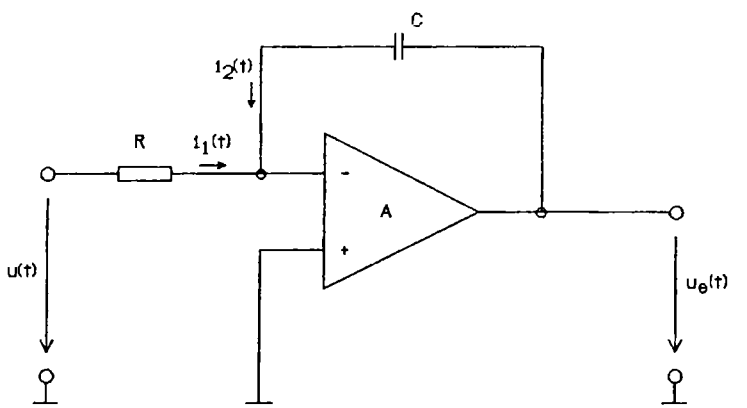

Fig. 6.4 Circuitul de integrare cu amplificator operaţional.

Figura 6.4 indică o **variantă simplă de circuit de integrare**, prevăzut cu o singură intrare. Acest circuit rezultă din amplificatorul - inversor de tensiune, la care rezistenţa de pe calea de reacţie a fost înlocuită cu un condensator. Ca urmare pentru curentul $i_2(t)$ din circuitul de reacţie va fi valabilă expresia:

$$i_2(t) = i_C(t) = C \frac{d[u_e(t) - u_n]}{dt} \qquad (6.14)$$

Curentul de intrare în circuit, $i_1(t)$, va fi dat de o relaţie de forma:

$$i_1(t) = \frac{u(t) - u_n}{R} \tag{6.15}$$

Admiţând amplificatorul operaţional A ca element ideal de circuit electronic, cu curenţi de intrare de valoare nulă şi remarcând faptul că borna sa neinversoare este explicit conectată la potenţialul masei, următoarele condiţii sunt valabile:

$$\begin{aligned} i_1(t) + i_2(t) &= 0 \\ u_p = u_n &= 0 \end{aligned} \tag{6.16}$$

Ca urmare din relaţiile (6.14) şi (6.15) rezultă:

$$\frac{u(t)}{R} + C\frac{du_e(t)}{dt} = 0 \tag{6.17}$$

Prin operaţii algebrice simple se ajunge la forma finală:

$$\frac{du_e(t)}{dt} = -\frac{1}{RC}u(t) \tag{6.18}$$

care permite stabilirea funcţiunii electronice îndeplinite de către circuitul analizat. Intr-adevăr, din relaţia de mai sus rezultă că la ieşire obţinem un semnal care este integrala semnalului aplicat la intrare, conform următoarei expresii:

$$u_e(t) = -\frac{1}{RC}\int u(t)\,dt + U_{e0} \tag{6.19}$$

Mai sus U_{e0} reprezintă condiţia iniţială, adică, tensiunea de la ieşirea circuitului în momentul aplicării semnalului u(t) la intrare. Ea este egală tocmai cu diferenţa de potenţial de la bornele condensatorului C la timpul $t = 0$.

Termenul 1/RC poartă numele de constantă a circuitului integrator. Atunci când ea are valoare unitară spunem că circuitul efectuează integrala totală a mărimii u(t), aplicate la intrarea sa. Produsul RC poartă numele de timp integral, fiind şi el des folosit pentru caracterizarea unui circuit de integrare.

Este foarte important să evidenţiem faptul că amplitudinea semnalului de la ieşirea circuitului de integrare studiat depinde de frecvenţa semnalului aplicat la intrare. Fizic lucrurile au o explicaţie extrem de simplă. In configuraţia circuitului analizat a apărut condensatorul, componentă pasivă care înmagazinează energie reactivă. Este binecunoscut faptul că reactanţa capacitivă a acestui condensator depinde de frecvenţă. Pentru a stabili măsura cantitativă a acestei dependenţe vom presupune că la intrare avem un semnal sinusoidal de forma:

$$u(t) = \hat{U} \sin \omega t \tag{6.20}$$

Semnalul care va fi regăsit la ieşirea circuitului de integrare va fi:

$$u_e(t) = - \frac{1}{RC} \int \hat{U} \sin \omega t \, dt = + \frac{1}{\omega RC} \hat{U} \cos \omega t \tag{6.21}$$

Deci amplitudinea semnalului de la ieşire este dată de expresia:

$$\hat{U}_e = \frac{1}{\omega RC} \hat{U} \tag{6.22}$$

Ca urmare atenuarea circuitului de integrare analizat are valoarea:

$$k_{uI} = \frac{\hat{U}_e}{\hat{U}} = \frac{1}{\omega RC} = f(\omega) \tag{6.23}$$

Rezultă că atenuarea acestui circuit este dependentă de frecvenţa semnalelor prelucrate, mai concret, semnalul regăsit la ieşire este cu atât mai mic cu cât frecvenţa de lucru este mai mare. La această concluzie puteam să ajungem şi în mod direct, dacă am fi procedat la analiza circuitului de integrare privit ca un amplificator de tensiune cu amplificare complexă, dată de expresia:

$$\underline{A} = -\frac{\underline{X}_{reactie}}{\underline{X}_{intrare}} = -\frac{\frac{1}{j\omega C}}{R} = -\frac{1}{j\omega RC} = j\frac{1}{\omega RC} \tag{6.24}$$

Expresia de mai sus confirmă faptul că circuitul investigat integrează semnalul aplicat la intrare. Ea evidenţiază amplificarea subunitară de valoare egală cu coeficientul de conversie din relaţia (6.23) precum şi defazarea cu 90 de grade a semnalului de la ieşire faţă de cel aplicat la intrare. De altfel, la disciplinele de Procesarea semnalelor şi Teoria sistemelor se va relua acest circuit, inclusiv prin analiza în frecvenţă, cu ajutorul diagramelor logaritmice de atenuare şi fază.

O problemă deosebită o ridică faptul că semnalul de la ieşire, la un moment dat, depinde şi de condiţiile iniţiale. Tocmai din acest motiv în aplicaţiile inginereşti sunt necesare configuraţii de circuit de integrare mai complexe decât cel analizat mai sus. Este vorba de **circuite de integrare caracterizate prin trei regimuri de lucru distincte: regim de stabilire a condiţiilor iniţiale, regim de integrare şi regim de memorare**. In continuare se vor aborda două variante de astfel de circuite de integrare, [79], [80], [81].

Faţă de un circuit de integrare obişnuit, circuitul din Figura 6.5 este prevăzut în plus cu o sursă de tensiune continuă constantă de valoare U_0, o rezistenţă R_1 şi două comutatoare, S_1, respectiv, S_2. Regimul de lucru al circuitului se selectează tocmai prin alegerea stărilor comutatoarelor. Dacă atât S_1 cât şi S_2 se găsesc pe poziţia marcată cu cifra 1, atunci circuitul funcţionează ca un integrator obişnuit. Prin trecerea comutatorului S_1 pe poziţia 2, semnalul u(t), conectat la masă prin rezistenţa R, nu mai influenţează funcţionarea circuitului. Cum borna neinversoare a amplificatorului operaţional este explicit legată la masă, şi potenţialul bornei inversoare va fi nul. Deoarece curentul de intrare al amplificatorului operaţional este practic zero,

condensatorul C nu îşi modifică starea de încărcare şi drept urmare tensiunea de la ieşire păstrează valoarea atinsă în momentul schimbării stării comutatorului S_1. Circuitul a trecut în regim de memorare a semnalului $u_e(t)$. Atunci când ambele comutatoare, S_1 şi S_2, se găsesc în poziţia 2, circuitul se află în regim de preluare a condiţiilor iniţiale. Prin rezistenţa R_1, condensatorul C se încarcă la tensiunea sursei U_0. După terminarea regimului tranzitoriu, tensiunea de la ieşirea circuitului, $u_e(t)$, se va stabiliza la valoarea:

$$u_e(t_0) = U_0 = U_{e0} \tag{6.25}$$

Trecerea de la un regim de lucru la altul poate avea loc în orice ordine.

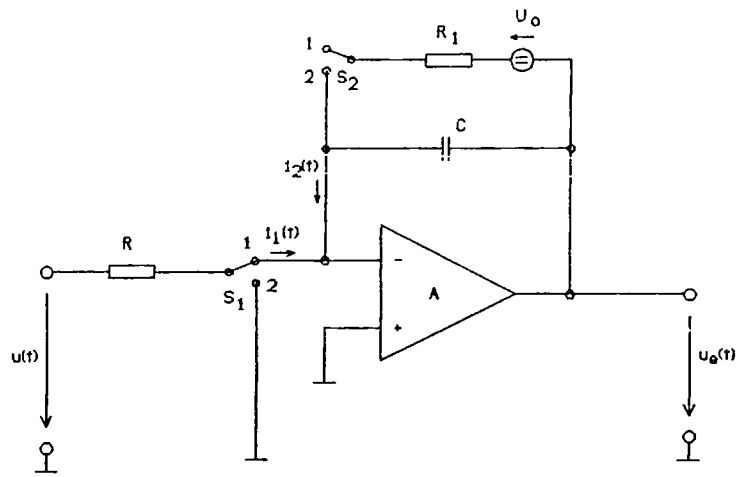

Fig. 6.5. Circuit de integrare complet cu preluarea condiţiilor iniţiale de la sursă de tensiune continuă flotantă.

Folosirea unui condensator C de bună calitate şi a unui amplificator operaţional special cu curenţi de intrare foarte mici garantează un interval de timp suficient de mare de memorare a valorii semnalului de ieşire. In proiectare apar dificultăţi din cauză că sursa de tensiune continuă U_0 trebuie să fie flotantă ceea ce împiedică utilizarea ei la mai multe circuite de integrare, sau, eventual, şi în alte scopuri. Din acest motiv circuitul analizat se foloseşte cu precădere în aplicaţiile de precizie, de exemplu la aparatele de măsură electronice. In majoritatea circuitelor de electronică industrială performanţe satisfăcătoare se obţin cu circuitul din Figura 6.6. In acest caz, dacă cele două comutatoare S_1 şi S_2 se găsesc pe poziţia 1 circuitul se află în regim de integrare a mărimii u(t) aplicate la intrare. Cum punctul comun al rezistenţelor R_1 şi R_2 este conectat la masă, rezistenţa R_2 se constituie ca sarcină a circuitului de integrare. In acelaşi timp sursa de tensiune continua U_0, destinată stabilirii condiţiilor iniţiale, debitează curent pe rezistenţa R_1. Prin trecerea

comutatorului S_1 pe poziţia 2 circuitul trece în regimul de memorare a valorii tensiunii de ieşire. In aceste condiţii de funcţionare curentul prin rezistenţa R_2 este asigurat de către amplificatorul operaţional. Atunci când şi comutatorul S_2 trece pe poziţia 2 circuitul ajunge în regimul de preluare a condiţiilor iniţiale. Observând faptul că topologia circuitului care este acum activ corespunde unui amplificator inversor, pentru valoarea tensiunii de la ieşire putem scrie:

$$u_e(t_0) = -\frac{R_2}{R_1} U_0 = U_{e0} \tag{6.26}$$

Este evident că din cauza prezenţei condensatorului în reţeaua de reacţie, tensiunea de ieşire va lua valoarea U_{e0} numai după terminarea regimului tranzitoriu corespunzător.

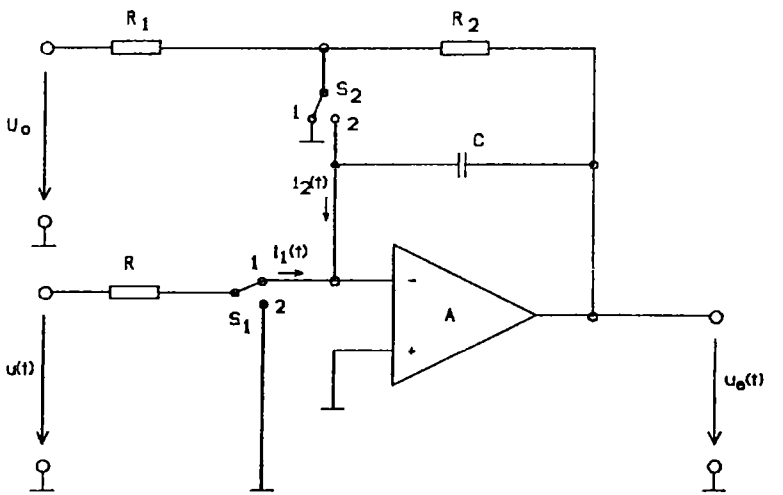

Fig. 6.6. Circuit de integrare complet cu preluarea condiţiilor iniţiale în regim de amplificator inversor de tensiune.

Inainte de finalizarea acestui paragraf mai trebuie să subliniem faptul că cele două comutatoare, S_1 şi S_2, pot fi contactele unor relee electromecanice, dar, cel mai des, sunt comutatoare electronice, bazate pe folosirea tranzistoarelor cu efect de câmp.

In mod asemănător ca şi în cazul circuitelor electronice sumatoare, se pot concepe şi circuite de integrare cu mai multe intrări. Un astfel de exemplu este ilustrat prin Figura 6.7. Menţionând faptul că admitem şi aici amplificatorul operaţional ca ideal, relaţia următoare, scrisă pe baza teoremei lui Kirchoff pentru curenţi, apare ca evidentă:

$$\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \ldots + \frac{u_k}{R_k} + C\frac{du_e(t)}{dt} = 0 \qquad (6.27)$$

Ca urmare pentru semnalul $u_e(t)$ de la ieşirea circuitului vom putea scrie:

$$u_e(t) = -\frac{1}{C}\int\left(\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \ldots + \frac{u_k}{R_k}\right)dt + U_{e0} \qquad (6.28)$$

Si aici termenii de tipul $1/R_iC$ pot fi interpretaţi ca ponderi ale intrărilor iar cazul în care toţi aceşti termeni au valoare unitară ne conduce la circuitul integrator - sumator. Nici integrarea sumei algebrice a mai multor mărimi electrice nu ridică nici un fel de probleme. La una dintre intrările circuitului integrator - sumator se prevede un circuit sumator - inversor suplimentar, care este destinat adunării termenilor cu semn negativ din mulţimea de mărimi aplicate la intrare.

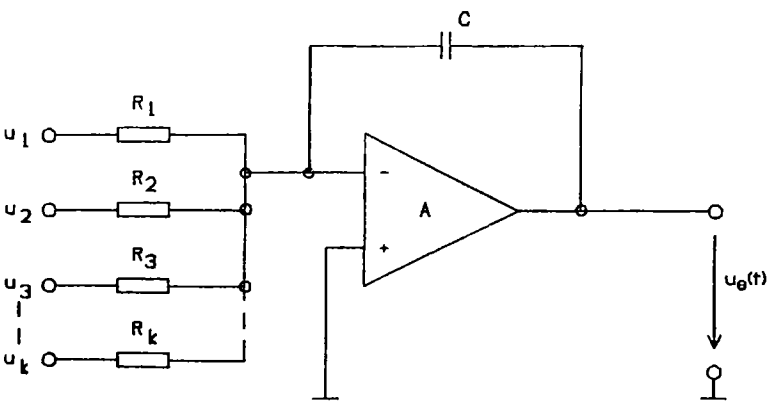

Fig. 6.7. Circuit de integrare a sumei mai multor semnale electrice.

Pentru integrarea diferenţei dintre două semnale u_1 şi u_2 se poate folosi cu succes şi configuraţia de circuit prezentată în Figura 6.8, care foloseşte un singur amplificator operaţional.

Analiza funcţionării o vom face pornind de la ecuaţiile de curenţi, scrise la borna inversoare:

$$\frac{u_1 - u_n}{R_1} + C_1\frac{d[u_e(t) - u_n]}{dt} = 0 \qquad (6.29)$$

respectiv, la borna neinversoare a amplificatorului operaţional:

$$\frac{u_2 - u_p}{R_2} - C_2 \frac{du_p}{dt} = 0 \tag{6.30}$$

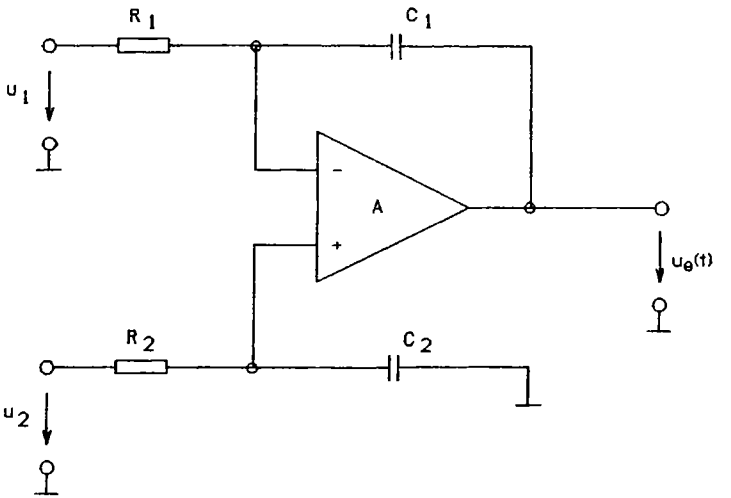

Fig. 6.8. Circuit de integrare a diferenţei a două semnale electrice continue, folosind un singur amplificator operaţional.

Admitem că în regim staţionar potenţialele celor două borne de intrare ale amplificatorului operaţional sunt egale. Mai presupunem că valorile rezistenţelor şi al condensatoarelor s-au ales astfel încât să fie îndeplinite condiţiile:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC \tag{6.31}$$

Scăzând atunci relaţia (6.29) din relaţia (6.30) se obţine expresia simplă:

$$-(u_1 - u_2)\, dt = RC\, du_e(t) \tag{6.32}$$

De aici funcţia îndeplinită de către circuitul analizat se poate deduce simplu:

$$u_e(t) = -\frac{1}{RC}\int(u_1 - u_2)\,dt + U_{E0} \tag{6.33}$$

Dacă termenul 1/RC are valoare unitară atunci circuitul din Figura 6.8 stabileşte integrala totală a diferenţei semnalelor u_2 şi u_1 aplicate la intrări. Se poate lucra şi cu un singur semnal, conectat la una dintre intrări, modul de funcţionare al circuitului supunându-se unor restricţii asemănătoare cu cele descrise la analiza circuitului de scădere bazat pe folosirea unui singur amplificator operaţional.

Pornind de la circuitul de integrare din Figura 6.4 şi schimbând locul rezistenţei cu cel al condensatorului rezultă un nou circuit, care îndeplineşte funcţia de diferenţiere a semnalului de intrare u(t). Acest circuit, numit **circuit de diferenţiere**, este prezentat în Figura 6.9.

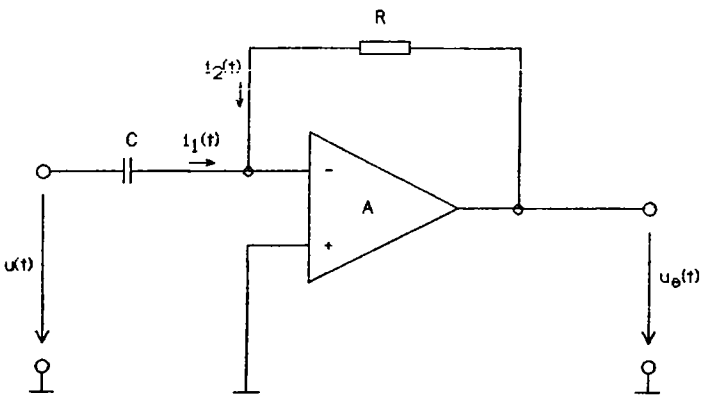

Fig.6.9. Circuit de diferenţiere cu amplificator operaţional.

Apelând la aceleaşi ipoteze simplificatoare ca şi la analiza circuitelor anterioare, pentru curentul $i_1(t)$, prin condensatorul de intrare, vom putea scrie:

$$i_1(t) = C\frac{du(t)}{dt} \tag{6.34}$$

De asemenea, pentru curentul $i_2(t)$ care circulă pe calea de reacţie este valabilă expresia simplă:

$$i_2(t) = \frac{u_e(t)}{R} \tag{6.35}$$

Egalând cele două relaţii de mai sus putem pune în evidenţă funcţia îndeplinită de către circuitul analizat:

$$u_e(t) = - RC \frac{du(t)}{dt} \tag{6.36}$$

Deci la ieşire regăsim într-adevăr un semnal de tensiune ce reflectă derivata în funcţie de timp a semnalului u(t), aplicat la intrare.

Si în cazul circuitului de diferenţiere amplitudinea semnalului $u_e(t)$ depinde de frecvenţa semnalului prelucrat. Pentru a evidenţia cantitativ această dependenţă, vom presupune, asemănător cu cazul circuitului de integrare, un semnal de intrare sinusoidal:

$$u(t) = \hat{U} \sin \omega t \tag{6.37}$$

In conformitate cu relaţia (6.36), stabilită mai sus, la ieşirea circuitului de diferenţiere se va obţine un semnal de forma:

$$u_e(t) = - \omega RC\hat{U} \cos \omega t \tag{6.38}$$

Deci amplitudinea semnalului diferenţiat, $u_e(t)$, va avea valoarea:

$$\hat{U}_e = \omega RC\hat{U} \tag{6.39}$$

Pentru atenuarea circuitului de diferenţiere va fi valabilă, prin urmare, o expresie de forma:

$$k_{uD} = \frac{\hat{U}_e}{\hat{U}} = \omega RC = f(\omega) \tag{6.40}$$

Ea scoate în evidenţă faptul că amplitudinea semnalului diferenţiat creşte proporţional cu pulsaţia mărimii de la intrarea circuitului. La aceeaşi concluzie ajungem pe o cale mult mai simplă, dacă privim circuitul de diferenţiere ca un amplificator inversor, care are factorul de amplificare complex:

$$\underline{A} = -\frac{\underline{X}_{reactie}}{\underline{X}_{intrare}} = -\frac{R}{\frac{1}{j\omega C}} = -j\omega RC \tag{6.41}$$

Prin urmare circuitul investigat amplifică semnalul de intrare şi îl defazează în urmă cu 90 de grade. Lăsăm şi analiza în domeniul frecvenţă a acestui circuit, prin diagramele logaritmice de atenuare şi fază, pe seama disciplinelor de Procesarea semnalelor şi de Teoria sistemelor.

Deci s-a constatat faptul că la frecvenţe de lucru de valoare ridicată reactanţa capacitivă a circuitului de intrare devine foarte mică. Ca urmare, dacă rezistenţa de ieşire, r_g, a circuitului care generează mărimea de diferenţiat nu este zero, atunci numai o parte din semnalul u(t) va fi

prelucrat. Deci circuitul de diferenţiere va lucra cu erori mari. El reprezintă o sarcină mare pentru generatorul semnalului prelucrat. In plus, mai ales în cazul semnalelor mici aplicate la intrare, circuitul va fi foarte sensibil la zgomote externe, de natură electrică. Aceste zgomote, care în ultimă instanţă nu sunt altceva decât semnale armonice de înaltă frecvenţă suprapuse semnalului util, vor produce abateri mari, nedorite, la ieşire. Si în sfârşit, tot din cauza impedanţei mici de intrare, apar serioase tendinţe de saturare a circuitului în timpul funcţionării. Din aceste motive, în aplicaţiile practice circuitul de diferenţiere are o configuraţie ceva mai complexă, conformă cu Figura 6.10.

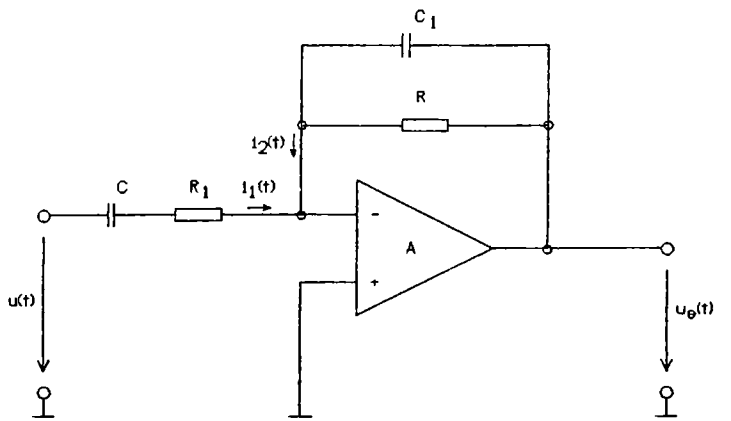

Fig. 6.10. Circuitul de diferenţiere complet.

Se constată că, în raport cu circuitul de bază din Figura 6.9, în circuitul de intrare, în serie cu condesatorul C, s-a montat rezistenţa R_1, iar în circuitul de reacţie, în paralel cu rezistenţa R, a apărut un nou condensator, C_1. In continuare se va analiza efectul acestor elemente de circuit asupra comportării generale a circuitului de diferenţiere. Rezistenţa R_1 măreşte impedanţa de intrare a montajului şi are ca efect reducerea efectului dăunător al zgomotelor care pot apare la intrare. Capacităţile celor două condensatoare din circuit se aleg în aşa fel încât la frecvenţe joase reactanţele lor să fie mult mai mari decât valorile rezistenţelor. Ca urmare, la frecvenţele normale de lucru ale circuitului, în valoarea impedanţei de intrare reactanţa condensatorului este dominantă în raport cu rezistenţa R_1 şi în valoarea impedanţei circuitului de reacţie efectul rezistenţei R este dominant în raport cu efectul reactanţei condensatorului C_1. De aici rezultă în mod evident că la frecvenţe f, joase:

$$f << f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C} \tag{6.42}$$

circuitul are o comportare similară circuitului de diferenţiere din Figura 6.9 şi expresia (6.36) se poate folosi în continuare.

Făcând deocamdată abstracţie de condensatorul C_1, circuitul analizat poate fi privit şi ca un amplificator de tensiune cu factorul de amplificare complex:

$$\underline{A} = - \frac{R}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} \tag{6.43}$$

Acest factor de amplificare creşte odată cu mărirea pulsaţiei semnalului de intrare u(t). La frecvenţe f mult mai mari decât frecvenţa f_0, reactanţa capacitivă a condensatorului C tinde către zero, amplificarea circuitului devenind maximă şi egală cu:

$$A = - \frac{R}{R_1} \tag{6.44}$$

Deci circuitul se transformă în circuit amplificator - inversor de tensiune, pierzând complet caracterul de circuit de diferenţiere. Pentru a se atenua efectul acestui fenomen nedorit se montează condensatorul C_1 în paralel cu rezistenţa de reacţie R. Aşa cum s-a subliniat deja, acest condensator nu are efect la frecvenţe de lucru joase. In cazul prelucrării unor semnale u(t) cu pulsaţie mare, impedanţa circuitului de reacţie scade şi se ajunge la amplificări mai mici decât cele date de expresiile (6.43), respectiv, (6.44). Atunci când frecvenţa de lucru f devine mult mai mare decât frecvenţa f_0, prezenţa condensatorului C_1 conduce la o reacţie negativă totală şi semnalul de la ieşirea circuitului, $u_e(t)$, devine zero. Alegând parametri elementelor de circuit astfel încât constanta de timp a circuitului de intrare, R_1C, să fie egală cu constanta de timp a circuitului de reacţie, RC_1, amplificarea circuitului de diferenţiere va creşte odată cu frecvenţa, până la f_0, după care va începe să scadă. Caracteristica amplificării în funcţie de frecvenţă este dată calitativ, pentru acest caz, în Figura 6.11. Circuitul de diferenţiere, în condiţiile precizărilor din prezentul paragraf, are multe aplicaţii practice.

Este binevenit să mai precizăm că cele expuse mai sus pe baza fenomenelor fizice specifice funcţionării circuitului la diferite frecvenţe de lucru, pot fi uşor lămurite şi plecând de la valoarea "exactă" a amplificării complexe:

$$\underline{A} = - \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} \tag{6.45}$$

în care trebuiesc făcute, succesiv, simplificările corespunzătoare domeniului de frecvenţe abordat. Se recomandă analiza detaliată a acestei relaţii şi trasarea diagramelor logaritmice de atenuare şi fază.

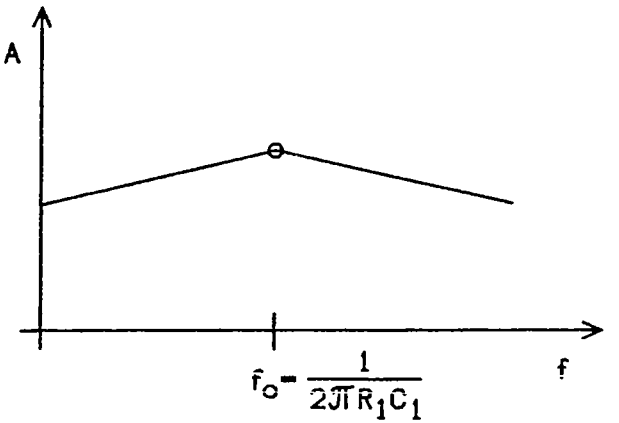

Fig. 6.11. Caracteristica de frecvenţă a circuitului de diferenţiere complet.

6.2.Circuite generatoare de funcţii.

Sunt circuite electronice care generează la ieşire semnale electrice care reprezintă anumite funcţii matematice aplicate asupra semnalelor ce se găsesc la intrare. In acest context chiar şi circuitele de integrare sau de diferenţiere analizate în subcapitolul anterior pot fi privite ca generatoare de semnal cosinusoidal, dacă la intrare se aplică un semnal sinusoidal. Dintre circuitele generatoare de funcţii mai des folosite remarcăm: **circuitul de logaritmare, circuitul exponenţial, circuitul generator de caracteristică parabolică sau circuitul generator de caracteristică sinusoidală,** [79], [80], [81]. Pe baza lor sunt concepute şi echipamentele electronice complexe "generatoare de funcţii". Aceste circuite au avut o foarte mare importanţă în epoca în care predominante au fost automatizările electronice. In prezent, prin răspândirea pe scară largă a circuitelor de comandă şi reglare automată numerică, importanţa lor a scăzut. Rămân ca element foarte util în configuraţia sistemelor de electronică industrială în măsura în care trebuiesc prelucrate chiar semnalele de intrare în sistemul numeric sau cele de ieşire, cărora, destul de des trebuie să li se confere şi o putere ce nu mai poate fi neglijată.

Nu dăm detalii asupra acestor circuite, în schimb, în capitolele următoare, acolo unde vom studia circuite electronice care pot lucra şi ca generatoare de funcţii, vom face de fiecare dată precizările necesare.

6.3.Circuite de multiplicare a semnalelor continue.

Circuitele de multiplicare a semnalelor continue reprezintă o categorie aparte de circuite electronice, foarte necesare în cele mai diferite aplicaţii de comandă şi reglare electronică. Simbolul general folosit pentru circuitele de multiplicare este arătat în Figura 6.12.

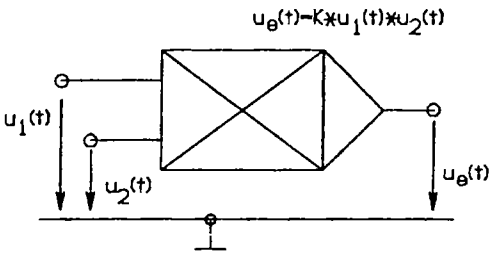

Fig. 6.12. Simbolul circuitelor de multiplicare electronică

Funcţiunea electronică a circuitului este dată de expresia:

$$u_e(t) = K.u_1(t).u_2(t) \tag{6.46}$$

Relaţia (6.46) evidenţiază faptul că un circuit de multiplicare este un circuit electronic cu două intrări şi o ieşire. Semnalul de ieşire, $u_e(t)$ evoluează în timp conform produsului celor două semnale aplicate la intrări, în general afectat şi de o constantă K, de obicei subunitară. Teoretic, circuitul de multiplicare ar trebui să lucreze în patru cadrane, deci pentru orice polaritate a semnalelor prelucrate. Există câteva principii consacrate de realizare a circuitelor de multiplicare, [16]: Multiplicare cu **lege pătratică**, (1), multiplicare **prin modulare în amplitudine**, (2), multiplicare **prin "medierea triunghiurilor"**, (3), multiplicare prin **sumare logaritmică**, (4), şi multiplicare cu **transconductanţă variabilă**, (5). Primele patru metode sunt aplicate sub forma de circuite cu componente discrete sau de circuite integrate hibride. Ultima metodă, a multiplicării prin metoda transconductanţei variabile, se caracterizează prin performanţe superioare şi simplitate constructivă. De aceea această metodă stă la baza multiplicatoarelor integrate monolitice. Această variantă va fi investigată şi cadrul acestui subcapitol.

In principiu, multiplicatoarele cu transconductanţă variabilă au la bază modificarea liniară a câştigului unui amplificator sub acţiunea unuia dintre semnalele de intrare. Celălalt semnal se va aplica la intrarea amplificatorului.

Figura 6.13, [79], [80], [81], prezintă circuitul electronic al unui circuit de multiplicare de două cadrane. Se constată că multiplicatorul este construit în jurul a două etaje de circuit electronic. Primul etaj este un amplificator diferenţial, care, având intrarea I2 legată la masă, prelucrează semnalul u_1, văzut ca semnal diferenţial de intrare. Ceea ce este specific acestui prim etaj constă în faptul că rezistenţa R_2 nu mai este cuplată la o tensiune stabilizată negativă.

Ea face parte dintr-un generator de curent constant simplu, la care tensiunea de comandă a curentului este chiar al doilea semnal de intrare a multiplicatorului, u_2. Al doilea etaj este un circuit diferențial cu amplificator operațional.

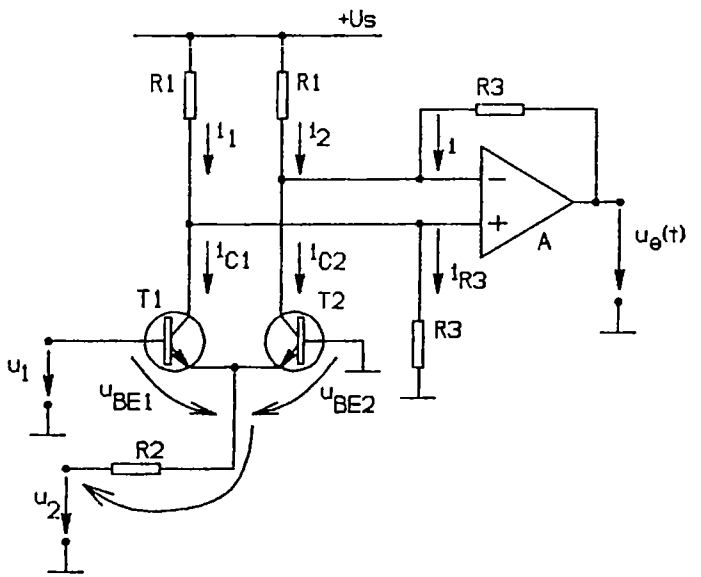

Fig. 6.13. Multiplicator electronic de două cadrane, cu transconductanță variabilă.

Pentru analiza funcționării circuitului de multiplicare prezentat vom încerca să estimăm valoarea tensiunii de ieşire, $u_e(t)$. Pentru aceasta, presupunând amplificatorul operațional ca element ideal de circuit, vom scrie relația conformă teoremei lui Kirchoff pentru curenți la nodul format de borna neinversoare, p:

$$i_1 - i_{C1} - i_{R3} = 0 \tag{6.47}$$

şi, respectiv, la borna inversoare, n:

$$i_2 - i_{C2} + i = 0 \tag{6.48}$$

a amplificatorului operațional. Explicitând valorile curenților, cele două relații de mai sus devin:

$$\frac{U_S - u_p}{R_1} - i_{C1} - \frac{u_p - 0}{R_3} = 0 \tag{6.49}$$

şi

$$\frac{U_S - u_n}{R_1} - i_{C2} + \frac{u_e(t) - u_n}{R_3} = 0 \tag{6.50}$$

Luând în considerare faptul că în regim quasistaționar de funcționare potențialele celor două borne de intrare a ampiificatorului operațional sunt egale şi scăzând între ele relațiile de mai sus, putem stabili că:

$$\frac{u_e(t)}{R_3} = i_{C2} - i_{C1} \tag{6.51}$$

Această relație sub forma:

$$u_e(t) = R_3 . \left(i_{C2} - i_{C1} \right) \tag{6.52}$$

ne arată că semnalul de ieşire al circuitului este proporțional cu diferența curenților de colector ai celor două tranzistoare, T1 şi T2 din configurația amplificatorului diferențial. Vom calcula această diferență, stabilind pe rând, raportul şi apoi suma celor doi curenți de colector. Apelând la relațiile (3.7) şi (5.9) din [62], vom putea scrie:

$$i_{C1} = \beta . i_{B1} = \beta . I_{B0} . (e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} - 1) \approx \beta . I_{B0} . e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} \tag{6.53}$$

şi, respectiv:

$$i_{C2} = \beta . i_{B2} = \beta . I_{B0} . (e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} - 1) \approx \beta . I_{B0} . e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}} \tag{6.54}$$

Este evident că am admis că circuitul este simetric şi tranzistoarele sunt bine împerecheate. Atunci, procedând la împărțirea membru cu membru celor două ecuații de mai sus, obținem:

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{\frac{u_{BE1} - u_{BE2}}{U_T}} \tag{6.55}$$

Conform teoremei lui Kirchoff pentru tensiuni, scrisă pentru ochiul format de circuitele bază-emitor ale celor două tranzistoare, este valabilă relaţia simplă:

$$u_1 = u_{BE1} - u_{BE2} \tag{6.56}$$

Atunci relaţia (6.55) devine:

$$\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{\frac{u_1}{U_T}} \tag{6.57}$$

şi ne arată că raportul curenţilor de colector ai celor două tranzistoare depinde numai de primul semnal aplicat la intrarea circuitului de multiplicare.

Pe de altă parte curentul prin rezistenţa R_2 este:

$$i_{R2} = i_{B1} + i_{C1} + i_{B2} + i_{C2} \approx i_{C1} + i_{C2} \tag{6.58}$$

Dar, conform legii lui Ohm:

$$i_{R2} = \frac{u_{R2}}{R_2} \tag{6.59}$$

Tensiunea u_{R2} se poate stabili însă din relaţia:

$$u_2 = -u_{R2} - u_{BE2} \approx -u_{R2} \tag{6.60}$$

Relaţiile (6.58), (6.59) şi (6.60), ne conduc la expresia sumei curenţilor de colector ai tranzistoarelor T1 şi T2:

$$i_{C1} + i_{C2} = -\frac{u_2}{R_2} \tag{6.61}$$

Formula astfel stabilită evidenţiază faptul că suma curenţilor de colector depinde numai de a doua tensiune de intrare în circuitul de multiplicare. De asemenea se confirmă că u_2 împreună cu R_2 se comportă ca un generator de curent constant. Stabilim acum valorile curenţilor de colector prin rezolvarea sistemului format din ecuaţiile (6.61) şi (6.57). Scoţând valoarea lui i_{C2} din (6.57) şi înlocuind în (6.61) rezultă că:

$$i_{C1} = -\frac{u_2}{R_2} \frac{1}{1 + e^{-\frac{u_1}{U_T}}} \tag{6.62}$$

Calculând acum pe i_{C1} din (6.57) şi efectuând din nou substituţia în (6.61), obţinem în mod similar:

$$i_{C2} = -\frac{u_2}{R_2}\frac{1}{1 + e^{\frac{u_1}{U_T}}} \tag{6.63}$$

Putem acum stabili diferenţa curenţilor de colector. Pornind de la ultimele două relaţii, după o serie de transformări simple ajungem la următoarele expresii matematice:

$$i_{C2} - i_{C1} = \frac{u_2}{R_2}\left(\frac{e^{\frac{u_1}{U_T}} - 1}{e^{\frac{u_1}{U_T}} + 1}\right) = \frac{u_2}{R_2} th\frac{u_1}{2U_T} \tag{6.64}$$

Apelând la dezvoltarea în serie a funcţiei tangentă hiperbolică vom obţine:

$$i_{C2} - i_{C1} = \frac{u_2}{R_2}\left(\frac{u_1}{2U_T} - \frac{u_1^3}{24U_T^3} + \ldots.\right) \tag{6.65}$$

Renunţând acum la toţi termenii de ordin superior din (6.65) şi introducând diferenţa curenţilor de colector în relaţia (6.52), vom obţine:

$$u_e(t) \approx \frac{R_3}{R_2}\frac{u_1 \cdot u_2}{2U_T} \tag{6.66}$$

Relaţia astfel stabilită ne arată că circuitul investigat funcţionează într-adevăr ca un circuit de multiplicare al celor două semnale aplicate la intrări. Dacă pe ambele intrări se aplică acelaşi semnal u_1, atunci circuitul lucrează ca un circuit generator de funcţie patratică. Mai mult, [79], [80], [81], dacă se întrerupe reacţia negativă dată de rezistanţa R_3 superioară, $u_e(t)$ se aplică, ca semnal de reacţie, la intrarea 2 în locul lui u_2 şi la capătul liber al rezistenţei R_3 se introduce cel de al doilea semnal, pe care convenim să îl notăm acum cu u_3, circuitul devine un circuit de împărţire. Intr-adevăr, conform schimbărilor propuse putem scrie:

$$\frac{u_3}{R_3} = i_{C2} - i_{C1} = \frac{u_e(t)}{R_2}.\frac{u_1}{2.U_T} \tag{6.67}$$

şi noua funcţie electronică va fi:

$$u_e(t) = 2.U_T.\frac{R_2}{R_3}.\frac{u_3}{u_1} \tag{6.68}$$

Din păcate, acest circuit prezintă o serie de limitări care restrâng în mod serios domeniile posibile de utilizare. Pe de o parte, pentru ca distorsiunile introduse de circuit să rămână sub 1%, este nevoie ca valoarea tensiunii u_1 să fie mai mică decât 0,35 U_T, ceea ce face ca primul semnal aplicat la intrare să nu poată depăşi valoarea modestă de aproximativ 9 mV. Pentru semnale mai mari aplicate la intrarea 1, nu mai sunt îndeplinite condiţiile adoptate pe parcursul demonstraţiei făcute. Tensiunea u_2 aplicată la a doua intrare a circuitului multiplicator poate varia în limite largi, dar poate lua numai valori negative. Ca urmare circuitul din Figura 6.12 funcţionează numai în două cadrane.

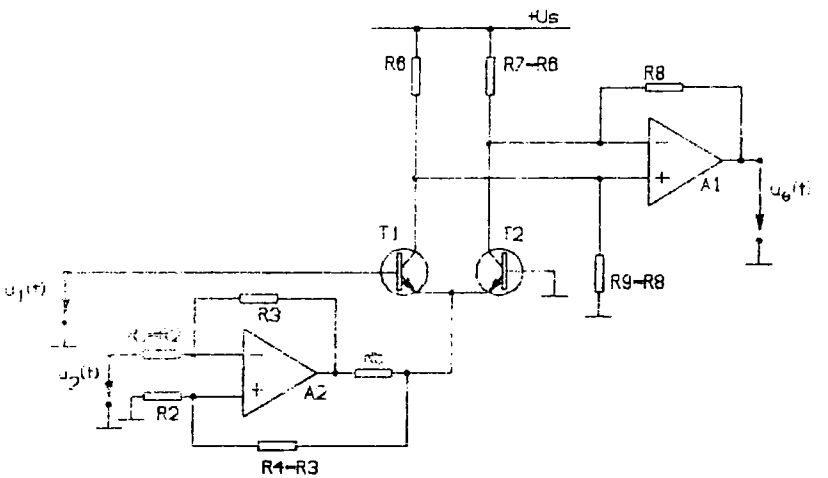

Fig. 6.14. Multiplicator de două cadrane prevăzut cu convertor tensiune/curent.

Performanţele circuitului analizat pot fi îmbunătăţite prin înlocuirea rezistenţei R_2 cu un convertor tensiune/curent, aşa cum rezultă din Figura 6.14, [82]. Funcţionarea detaliată a sursei de curent comandate în tensiune va fi analizată în subcapitolul 8.2 din prezentul curs universitar. Se remarcă faptul că singura deosebire faţă de Figura 6.13 constă în înlocuirea rezistenţei R_2 cu un circuit cu amplificator operaţional. Ca urmare suma curenţilor de colector ai tranzistoarelor T1 şi T2 nu mai este dată de o relaţie de tipul celei din (6.61) ci va fi de forma:

$$i_e(t) = \frac{R_4}{R_2}.\frac{1}{R_5}.u_2 \tag{6.69}$$

Substituind atunci acest curent în relaţia (6.66), în locul termenului u_2/R_2, vom obţine:

$$u_e(t) = \frac{R_4}{R_2} \cdot \frac{1}{R_5} \cdot R_8 \cdot \frac{u_1 \cdot u_2}{2 \cdot U_T} \tag{6.70}$$

Circuitul de multiplicare astfel modificat se bucură de avantajul unei comportări mai stabile din punctul de vedere al celei de a doua tensiuni de intrare, u_2. Nu sunt însă rezolvate chestiunile legate de nivelul restrictiv de mic al primului semnal de intrare, u_1 şi nici nu este posibilă funcţionarea în 4 cadrane.

Cunoaşterea problemelor de principiu expuse până acum ne permite însă să abordăm analiza unui multiplicator electronic de patru cadrane performant, al cărui circuit este prezentat în Figura 6.15.

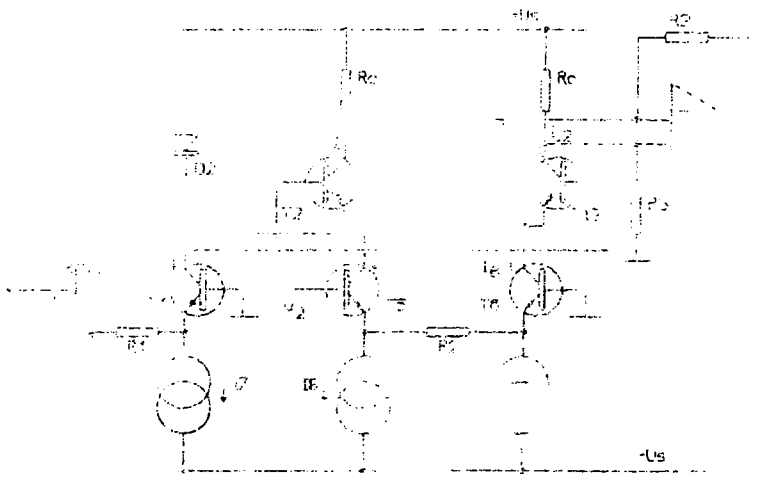

Fig. 6.15. Multiplicator electronic de 4 cadrane.

Acest circuit de multiplicare se bazează tot pe configuraţia analizată mai sus şi realizată acum în jurul amplificatorului operaţional A şi a circuitelor diferenţiale bazate pe tranzistoarele T1 şi T2, respectiv, tranzistoarele T11 şi T12. Apar însă două elemente noi care vin să elimine dezavantajele circuitului din Figura 6.13. Pe de o parte s-a introdus circuitul diferenţial cu reacţie negativă format din tranzistoarele T5 şi T6. Acesta permite comanda sumei curenţilor de emitor ai tranzistoarelor T11 şi T12, i_6, în antifază cu tensiunea u_2, care poate fi atât pozitivă cât şi negativă. In acest fel multiplicatorul electronic va funcţiona în 4 cadrane. Pe de altă parte, introducerea circuitului de logaritmare, realizat cu amplificatorul diferenţial cu reacţie negativă din jurul tranzistoarelor T3 şi T4 şi al diodelor D1 şi D2, permite mărirea domeniului de variaţie al tensiunii de intrare u_1, fără a fi afectată liniaritatea circuitului.

In continuare vom analiza detaliat modul de funcţionare al acestui circuit.

Mai întâi vom analiza modul cum influenţează funcţionarea amplificatoarelor diferenţiale prezenţa generatoarelor de curent constant şi a rezistenţelor de reacţie negativă R_1, respectiv, R_2. Cu o aproximaţie satisfăcătoare, pentru curentul i_3 vom putea scrie:

$$i_3 = I_7 + i_{R1} \tag{6.71}$$

In mod asemănător, pentru curentul i_4 este valabilă relaţia:

$$i_4 = I_7 - i_{R1} \tag{6.72}$$

Atunci prin adunarea relaţiilor de mai sus aflăm că suma curenţilor de colector ai tranzistoarelor T3 şi T4 este constantă:

$$i_3 + i_4 = 2.I_7 \tag{6.73}$$

iar diferenţa lor are valoarea:

$$i_3 - i_4 = 2.i_{R1} \tag{6.74}$$

Dar pentru ochiul format din circuitele bază-emitor ale tranzistoarelor T3 şi T4, împreună cu rezistenţa R_1, putem scrie:

$$u_1 = u_{BE1} + u_{R1} + u_{BE2} \approx u_{R1} \tag{6.75}$$

Prin urmare relaţia (6.74) devine:

$$i_3 - i_4 = 2.\frac{u_1}{R_1} \tag{6.76}$$

In mod similar se poate arăta că:

$$i_5 + i_6 = 2.I_8 \tag{6.77}$$

şi, respectiv:

$$i_5 - i_6 = 2.\frac{u_2}{R_2} \tag{6.78}$$

Rezistenţa R_4 este parcursă de curentul constant $2.I_7$, prin urmare potenţialul anozilor diodelor D1 şi D2 este constant. Tensiunea u_4 va fi dată de diferenţa dintre potenţialele catozilor diodelor:

$$u_4 = -u_{AK1} + u_{AK2} \tag{6.79}$$

Calculând cele două tensiuni anod-katod cu relaţia (3.7) din [62], sub formă logaritmată, obţinem:

$$u_4 = U_T \ln\frac{i_4}{I_0} - U_T \ln\frac{i_3}{I_0} = U_T \ln\frac{i_4}{i_3} \tag{6.80}$$

Acest rezultat dovedeşte că amplificatorul diferenţial studiat, asociat cu cele două diode, D1 şi D2, funcţionează ca un circuit de logaritmare, stabilind diferenţa logaritmilor celor doi curenţi de colector sau, altfel spus, logaritmul raportului lor. Apelând acum din nou la expresia (6.57) şi aplicând-o pentru circuitele amplificatoarelor diferenţiale construite în jurul tranzistoarelor T1 şi T2, respectiv, T11 şi T12, se obţine:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{i_{11}}{i_{12}} = e^{\frac{u_4}{U_T}} \tag{6.81}$$

Pe baza ultimelor două relaţii putem scrie şirul de rapoarte egale:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{i_{11}}{i_{12}} = \frac{i_4}{i_3} \tag{6.82}$$

Pentru curenţii de colector din cele două amplificatoare diferenţiale investigate acum, putem scrie:

$$i_1 + i_2 = i_5 \tag{6.83}$$

şi, respectiv:

$$i_{11} + i_{12} = i_6 \tag{6.84}$$

Relaţiile (6.82), (6.83) şi (6.84) formează un sistem de patru ecuaţii algebrice, cu patru necunoscute, din care putem stabili uşor valorile curenţilor:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{i_4 . i_5}{i_3 + i_4} \\ i_2 &= \frac{i_3 . i_5}{i_3 + i_4} \\ i_{11} &= \frac{i_4 . i_6}{i_3 + i_4} \\ i_{12} &= \frac{i_3 . i_6}{i_3 + i_4} \end{aligned} \qquad (6.85)$$

Pentru tensiunea de la ieşirea amplificatorului operaţional este valabilă o expresie asemănătoare relaţiei demonstrate (6.52):

$$u_e(t) = R_3 . \left(i_2 + i_{11} - i_1 - i_{12} \right) \qquad (6.86)$$

Inlocuind acum valorile calculate pentru curenţi şi procedând la o uşoară regrupare a termenilor ajungem la relaţia:

$$u_e(t) = \frac{R_3}{i_3 + i_4} . \left(i_3 - i_4 \right) . \left(i_5 - i_6 \right) \qquad (6.87)$$

Folosind acum rezultatele din expresiile (6.73), (6.76) şi (6.78), deducem:

$$u_e(t) = \frac{2 . R_3}{I_7 . R_1 . R_2} . u_1 . u_2 \qquad (6.88)$$

Se poate vedea că circuitul îndeplineşte aceeaşi funcţie electronică de multiplicare a celor două semnale de intrare. A dispărut dependenţa de tensiunea U_T şi pe parcursul demonstraţiei nu s-a apelat la nici un fel de dezvoltare în serie. Nu mai există nici limitări cu privire la amplitudinea sau semnul celor două tensiuni de la intrare. Din aceste motive performanţele circuitului sunt superioare şi el stă la baza circuitelor de multiplicare integrate.

In [79], [80] sau [81] cei interesaţi pot găsi informaţii privind circuitele de multiplicare cu lege patratică. De asemenea, în lucrarea [82] este introdus şi analizat un circuit de multiplicare cu logaritmare şi antilogaritmare. Exemple de multiplicatoare electronice integrate se pot consulta în cataloagele firmelor specializate sau în [16].

Circuitele multiplicatoare au multe aplicaţii practice. In contextul acestui curs ele vor fi doar enumerate: circuite de împărţire, de extragere a radicalului, de ridicare la o putere variabilă, generatoare de semnale comandate în tensiune, wattmetru electronic, circuite de control automat al amplificării, dublor de frecvenţă, modulator în amplitudine, detector sincron, detector sensibil la fază, demodulator pentru modulaţie în frecvenţă, circuite cu calare pe fază,

PLL, circuite de măsurare a valorii efective, inductivitate sau capacitate comandată în tensiune, vectormetru electronic, etc, [16], [79], [80], [81], [82]. Lucrările indicate creează condiţiile ca inginerul practician să poată proiecta fără eforturi deosebite circuite conforme oricăreia dintre aplicaţiile enumerate.

6.4.Regulatoare electronice continue.

In acest subcapitol vom proceda la o scurtă extindere în automatică, lămurind modul în care, folosind amplificatoarele operaţionale, se pot implementa simplu regulatoarele electronice continue. In acest scop prin Figura 6.16 reamintim structura unui sistem simplu de reglare automată care trebuie să controleze evoluţia în funcţie de timp a unei mărimi de ieşire e(t), în raport cu o mărime de referinţă, $e^*(t)$.

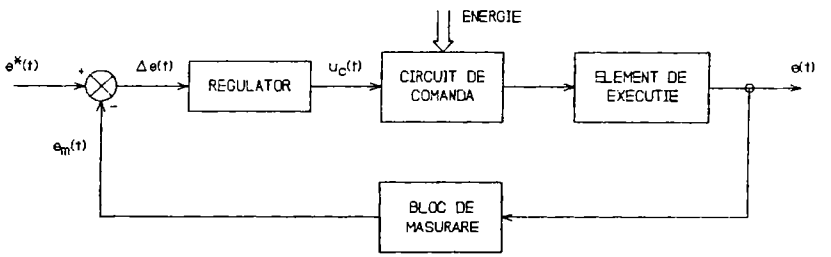

Fig. 6.16. Structura unui sistem de reglare automată.

Pentru aceasta se apelează la un element de execuţie care comandă nemijlocit mărimea de ieşire. Elementul de execuţie este alimentat prin intermediul unui circuit de comandă care, de obicei, este un convertor electronic de putere ce funcţionează subordonat unei mărimi de comandă, $u_c(t)$. Această mărime de comandă este produsă de către un regulator care prelucrează abaterea mărimii de ieşire e(t) în raport cu mărimea de referinţă, $e^*(t)$. Stiinţa automaticii arată că, în general, un regulator de tip PID poate rezolva problema reglării unui proces simplu, stabileşte parametri regulatorului şi investighează stabilitatea procesului, prevăzut cu regulatorul propus. Funcţia îndeplinită de către regulatorul PID luat în considerare rezultă din relaţia:

$$u_c(t) = A_p\,\Delta e(t) + \frac{1}{\tau_I}\int \Delta e(t)\,dt + \tau_D\,\frac{d\Delta e(t)}{dt} \qquad (6.89)$$

Nu intrăm în problema definirii parametrilor, pe care o considerăm cunoscută de la disciplina de automatică. Sarcina care ne revine este de a oferi circuite electronice care să funcţioneze conform cu expresia (6.89). Figura 6.17 arată că soluţia trebuie să conţină un circuit amplificator de tensiune, un circuit de integrare, un circuit de diferenţiere şi, în sfârşit, un circuit de sumare cu trei intrări. Toate aceste circuite au fost detaliat analizate chiar pe parcursul acestui

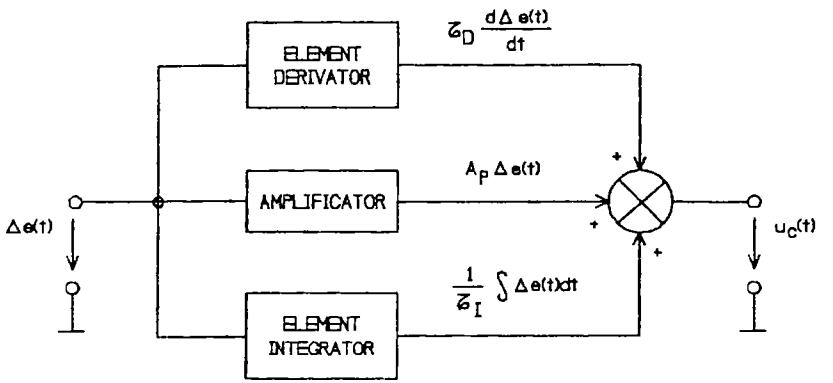

Fig. 6.17. Schema bloc a unui regulator PID

capitol. Ca urmare, în Figura 6.18 se indică o variantă pentru circuitul electronic al unui regulator continuu PID, care funcţionează conform următoarei expresii:

$$u_c(t) = \frac{R_2}{R_1}\left[\frac{R_4}{R_3}\Delta e(t) + \frac{1}{R_1 C_1}\int \Delta e(t)\,dt + R_D C_D \frac{d\Delta e(t)}{dt}\right] \quad (6.90)$$

Deducerea relaţiei de mai sus nu comportă nici un fel de dificultăţi. Ea poate fi simplu transcrisă şi în complex sau operaţional, în funcţie de necesităţi. Configuraţia analizată apelează la patru amplificatoare operaţionale însă oferă avantajul unei deosebite elasticităţi la aplicarea în practică, deoarece efectele proporţional, integral sau derivativ se pot acorda absolut independent. De asemenea adaptarea nivelelor de semnal prin intermediul factorului de amplificare al etajului sumator se constituie ca un avantaj al circuitului prezentat.. In practica inginerească se găsesc, în mod evident, o mulţime de alte variante de circuite pentru regulatoare electronice, [40], [79], [80], [81]. Incheiem acest paragraf cu observaţia că la configuraţia studiată, trecerea la regulatoare mai simple, PI, PD, etc, se rezumă la suprimarea etajelor care nu sunt necesare.

6.5.Alte circuite speciale.

Există o largă varietate de circuite electronice speciale cu amplificatoare operaţionale apărute din necesitatea de a rezolva cele mai diverse probleme tehnice. Din această categorie ne vom opri aici la un singur exemplu dezvoltat cu scopul de a putea redresa semnale mici, la care redresoarele obişnuite, cu diode nu funcţionează din caza tensiunilor de prag relativ mari.

Circuitul se numeşte circuit redresor de precizie cu două amplificatoare operaţionale şi este prezentat în Figura 6.19. Este un circuit cu largi aplicaţii în demodularea unor semnale

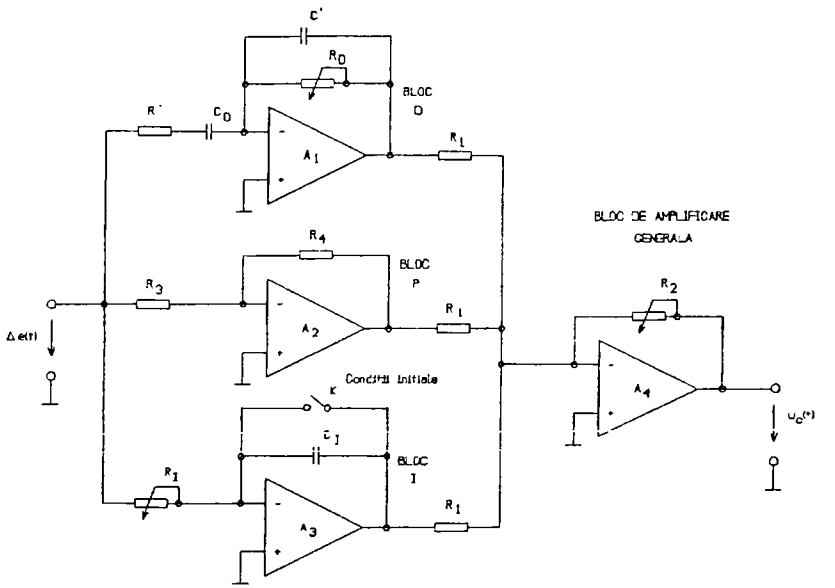

Fig. 6.18. Regulator electronic PID cu 4 amplificatoare operaţionale.

complexe sau în sincronizarea circuitelor de comandă ale unor convertoare electronice de putere. Primul etaj, bazat pe amplificatorul operaţional A_1, este de fapt un amplificator inversor de tensiune. Particularităţile în funcţionarea sa rezultă din faptul că el este prevăzut cu două circuite de reacţie, conectate în paralel. Pe parcursul alternanţelor pozitive, ieşirea amplificatorului operaţional A_1 tinde să ia valori negative, dioda D_2 este blocată şi circuitul lucrează ca amplificator inversor, cu amplificare unitară. In timpul alternanţelor negative ale semnalului de intrare $u_i(t)$, ieşirea amplificatorului operaţional A_1 tinde să ia valori pozitive, prin urmare, dioda D_1 este blocată şi dioda D_2 conduce. Această din urmă dioda stabileşte o reacţie negativă totală în circuitul amplificatorului şi, ca urmare, tensiunea de la ieşirea sa, $u_1(t)$, devine zero. Pe baza celor de mai sus putem să scriem:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= -\,u_i(t)\,; \qquad daca\ u_i(t) \geq 0 \\ u_1(t) &= 0 \qquad\qquad daca\ u_i(t) < 0 \end{aligned} \tag{6.91}$$

Cel de al doilea etaj este un simplu sumator - inversor, cu ponderea "n" pentru prima intrare şi "2n" pentru a doua intrare. Rezultă că pentru semnalul $u_e(t)$ este valabilă relaţia:

$$u_e(t) = - n [u_i(t) + 2u_1(t)] \tag{6.92}$$

Luând acum în considerare expresia din formula (6.91), obținem următorul rezultat final:

$$\begin{aligned} u_e(t) &= + n\, u_i(t) \quad daca\ u_i(t) \geq 0 \\ u_e(t) &= - n\, u_i(t) \quad daca\ u_i(t) < 0 \end{aligned} \tag{6.93}$$

Deci semnalul de la ieşirea circuitului, $u_e(t)$, reprezintă semnalul de la intrare, $u_i(t)$, redresat dublă alternanţă şi amplificat de "n" ori. Prin montarea condensatorului C în paralel cu rezistenţa de valoare $2nR_2$, din circuitul de reacţie al amplificatorului operaţional A_2, la ieşire se va obţine valoarea medie a tensiunii redresate.

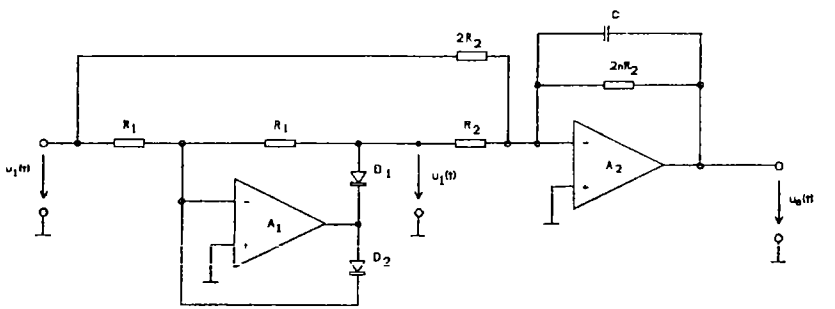

Fig. 6.19. Circuit redresor de precizie cu două amplificatoare operaţionale.

In cadrul activităţii de seminarizare, domnii studenţi vor studia şi o altă variantă de redresor de precizie, implementabil cu trei amplificatoare operaţionale.

Subliniem că redresoarele de precizie sunt singura soluţie atunci când trebuiesc prelucrate semnale cu amplitudine foarte mică.

Evident că mai există foarte multe aplicaţii asupra cărora ne-am putea opri dar cadrul limitat al acestui capitol nu permite acest lucru. Pe baza celor expuse până acum, ele vor putea fi abordate fără probleme de către inginerul electrotehnician.

7.CIRCUITE OSCILATOARE ARMONICE

Circuitele electronice care la ieşire generează un semnal variabil în timp şi periodic poartă numele de circuite oscilatoare. Dacă semnalul generat este unul armonic, atunci circuitul oscilator se numeşte oscilator armonic. Circuitele oscilatoare care prezintă la ieşire un semnal în formă de impulsuri se numesc generatoare de impulsuri. Alte circuite oscilatoare pot avea la ieşire semnale de formă triunghiulară, trapezoidală, etc. In general, circuitele oscilatoare nu au intrare. Pentru ajustarea frecvenţei şi amplitudinii semnalului produs precum şi pentru asigurarea condiţiilor de autooscilaţie se prevăd elemente de reglare. Fac excepţie oscilatoarele comandate la care, de obicei, prin intermediul unei tensiuni de comandă se poate modifica frecvenţa de oscilaţie. In acest capitol ne vom ocupa de oscilatoarele armonice. Generatoarele de impulsuri şi generatoarele de semnal de alte forme vor fi investigate în volumul următor al cursului.

7.1.Bazele fizice ale funcţionării circuitelor oscilatoare.

Un circuit oscilator este un amplificator electronic cu reacţie pozitivă caracterizat de faptul că la intrarea sa este aplicat chiar semnalul de la ieşire prin intermediul unui circuit de măsurare. Pentru a stabili condiţiile necesare pentru ca un astfel de amplificator să funcţioneze ca oscilator vom lua în considerare schema bloc din Figura 7.1, [79], [80], [81].

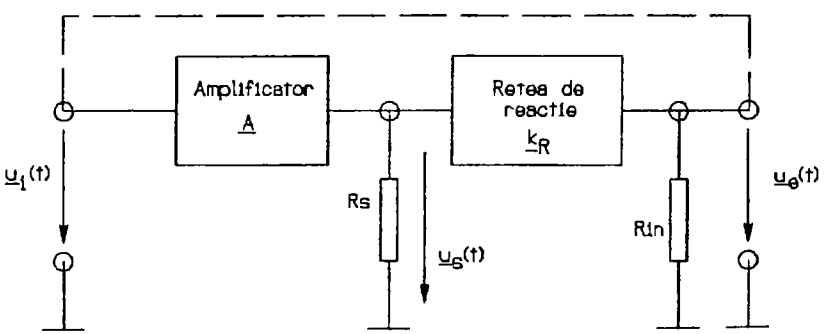

Figura 7.1. Schema bloc explicativă privind funcţionarea circuitelor oscilatoare.

Admitem că bucla de reacţie este întreruptă şi că circuitul de măsurare are ca sarcină o rezistenţă egală cu rezistenţa de intrare R_{in} a amplificatorului. Presupunem că amplificatorul are coeficientul de amplificare A şi defazează semnalul de la intrarea sa cu unghiul de fază φ_A:

$$\underline{A} = A.e^{j.\varphi_A} \tag{7.1}$$

Atunci la ieşirea amplificatorului vom găsi semnalul:

$$\underline{u}_s(t) = \underline{A}.\underline{u}_i(t) \tag{7.2}$$

Acest semnal este aplicat rezistenţei echivalente circuitului de sarcină, R_S, şi circuitului de măsurare. Dacă circuitul de măsurare este caracterizat de o atenuare k_R şi defazează semnalul cu φ_R:

$$\underline{k}_R = k_R.e^{j.\varphi_R} \tag{7.3}$$

atunci la bornele rezistenţei R_{in} vom avea:

$$\underline{u}_e(t) = \underline{k}_R.\underline{u}_s(t) \tag{7.4}$$

Inlocuind acum tensiunea de ieşire stabilită conform cu relaţia (7.2), obţinem:

$$\underline{u}_e(t) = \underline{k}_R.\underline{A}.\underline{u}_i(t) \tag{7.5}$$

Pentru ca circuitul să oscileze este însă nevoie ca tensiunea dată de relaţia (7.5) să fie egală, la funcţionarea în buclă deschisă, cu cea aplicată la intrare:

$$\underline{u}_e(t) = \underline{k}_R.\underline{A}.\underline{u}_i(t) = \underline{u}_i(t) \tag{7.6}$$

Din şirul de expresii stabilit rezultă condiţia ca amplificatorul considerat să nu aibe un regim staţionar la ieşire, adică să funcţioneze ca circuit oscilator:

$$\underline{k}_R.\underline{A} = 1 \tag{7.7}$$

Această relaţie complexă este echivalentă cu relaţiile scalare:

$$k_R.A = 1 \tag{7.8}$$

şi, respectiv:

$$\varphi_R + \varphi_A = 0 \tag{7.9}$$

Condiţiile stabilite se numesc **condiţiile lui Barkhausen** de funcţionare a circuitelor oscilatoare. Prima dintre ele, (7.8), numită **condiţia de amplitudine**, arată că un circuit funcţionează ca oscilator numai dacă circuitul de reacţie introduce o atenuare a semnalului de ieşire egală exact cu amplificarea din circuitul amplificator. A doua condiţie, (7.9), numită **condiţia de fază**, precizează că un circuit oscilator poate funcţiona numai dacă circuitul de măsurare defazează în urmă semnalul de ieşire exact cu atât cu cât amplificatorul folosit defazează înainte semnalul aplicat la intrarea sa. Trebuie subliniat aici caracterul relativ al noţiunilor de "înainte" şi "înapoi".

La aceeaşi concluzie am fi ajuns, [18], [19], [72] şi dacă în relaţia (4.9) puneam condiţia ca amplificatorul, privit ca sistem automat de reglare, să oscileze, condiţie ce implică amplificare infinită pe frecvenţa de acord. In acest scop numitorul expresiei (4.9) trebuie să fie nul:

$$1 - \underline{k}_R \cdot \underline{A} = 0 \tag{7.10}$$

Este evident că prin transformări simple de aici se ajunge tot la condiţiile lui Barkhausen.

Circuitele oscilatoare se pot clasifica după multiple criterii. Din punctul de vedere al dispozitivelor electronice folosite circuitele oscilatoare se pot realiza cu tuburi electronice, tranzistoare bipolare, tranzistoare cu efect de câmp, amplificatoare operaţionale sau dispozitive multijoncţiune. Din punctul de vedere al domeniului frecvenţelor de lucru, circuitele oscilatoare pot fi de joasă frecvenţă, 10 - 10^4 Hz, de radio frecvenţă, 10^2 - 10^4 kHz, de foarte înaltă sau de ultraînaltă frecvenţă. Din punctul de vedere al posibilităţilor de reglare, circuitele oscilatoare pot fi de frecvenţă fixă, ajustabile sau reglabile. La acestea din urmă frecvenţa de oscilaţie se poate comanda pe cale electrică şi mai poartă şi numele de oscilatoare controlate în tensiune. De departe însă cel mai important mod de clasificare al circuitelor oscilatoare este în raport cu caracterul cuadripolului folosit în circuitul de reacţie. Din acest punct de vedere întâlnim circuitele oscilatoare LC, circuitele oscilatoare RC şi alte categorii de circuite oscilatoare.

7.2.Circuite oscilatoare LC

Circuitele oscilatoare LC sunt caracterizate de faptul că au ca sarcină un circuit acordat LC care realizează amplificare maximă pe frecvenţa de acord. Semnalul de reacţie pozitivă se poate aplica prin cuplaj inductiv sau prin divizor de tensiune, inductiv sau capacitiv.

Figura 7.2 prezintă circuitul unui oscilator LC cu cuplaj inductiv, realizat cu amplificator operaţional. Având în vedere faptul că circuitele oscilatoare sunt circuite electronice relativ pretenţioase care cer o proiectare îngrijită, în continuare vom proceda la o analiză atentă a circuitului introdus. El este un oscilator electronic cu două bucle de reglare automată. Amplificatorul operaţional în jurul căruia este realizat funcţionează ca amplificator neinversor, de tip electrometru, deoarece în acest fel la intrarea la care vom aplica semnalul de reacţie pozitivă vom avea rezistenţă de intrare maximă. Ca urmare, rezistenţele din reţeaua de reacţie negativă a amplificatorului vor avea valorile R_1 şi R_2:

$$R_2 = R_1\left(A_b - 1\right) \tag{7.11}$$

pentru ca coeficientul de amplificare al amplificatorului în jurul căruia se face sinteza circuitului oscilator să fie:

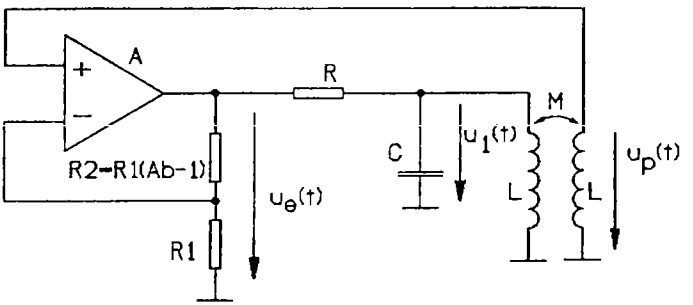

Figura 7.2. Explicativă pentru analiza circuitului oscilator LC cu două bucle de reglare automată.

$$A_b = \frac{R_2 + R_1}{R_1} \tag{7.12}$$

Tensiunea de la ieşirea circuitului este:

$$u_e(t) = A_b . u_p(t) \tag{7.13}$$

Aceasta se aplică sarcinii care conţine rezistenţa R şi cuadripolul format din condensatorul cu capacitate C şi bobina cu inductivitate L. Convenim să notăm cu $u_1(t)$ tensiunea de la bornele condensatorului. Semnalul de reacţie se formează prin cuplaj inductiv, bobina L fiind cuplată cu o altă bobină, cu aceeaşi inductivitate, inductivitatea mutuală fiind M. Ca urmare coeficientul de reacţie va fi:

$$k_R = \frac{M}{L} \tag{7.14}$$

iar tensiunea de reacţie va avea valoarea:

$$u_p(t) = k_R . u_1(t) \tag{7.15}$$

Deoarece această tensiune se aplică la intrarea amplificatorului neinversor, pe baza relaţiei (7.13), vom putea scrie:

$$u_e(t) = k_R . A_b . u_1(t) \tag{7.16}$$

Aplicând acum teorema lui Kirchoff pentru curenți în nodul format de rezistența R, condensatorul C și bobina L, putem stabili ecuația diferențială care descrie funcționarea circuitului:

$$\frac{u_e(t) - u_1(t)}{R} - C.\frac{du_1(t)}{dt} - \frac{1}{L}\int u_1(t).dt = 0 \qquad (7.17)$$

Inlocuind valoarea tensiunii de ieșire conform cu relația (7.16) și diferențiind expresia de mai sus, după calcule simple ajungem la:

$$\frac{d^2u_1(t)}{dt^2} + \frac{1 - k_R.A_b}{RC}.\frac{du_1(t)}{dt} + \frac{1}{LC}.u_1(t) = 0 \qquad (7.18)$$

Notând acum cu γ **amortizarea circuitului**:

$$\gamma = \frac{1 - k_R.A_b}{2RC} \qquad (7.19)$$

și cu ω_0 **pulsația sa proprie**:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \qquad (7.20)$$

obținem următoarea formă finală a ecuației diferențiale:

$$\frac{d^2u_1(t)}{dt^2} + 2\gamma\frac{du_1(t)}{dt} + \omega_0^2 u_1(t) = 0 \qquad (7.21)$$

In (7.21) se poate recunoaște ecuația diferențială a oscilațiilor amortizate pentru care de la matematici se știe că soluția este de forma:

$$u_1(t) = U_0.e^{-\gamma t}.\sin\sqrt{\omega_0^2 - \gamma^2}.t \qquad (7.22)$$

O discuție pe marginea acestei soluții este binevenită pentru a lămuri problemele care apar la sinteza circuitelor oscilatoare. Dacă γ este pozitiv atunci kA_b este mai mic decât 1, $kA_b<1$. In acest caz la punerea în funcțiune a circuitului oscilațiile nu se vor stabili fiindcă termenul exponențial din relația (7.22) tinde la zero. Când amortizarea γ este nulă atunci $kA_b=0$, este indeplinită condiția lui Barkhausen pentru amplitudini și circuitul va funcționa în sensul că oscilațiile odată amorsate se vor menține, semnalul $u_1(t)$ devenind:

$$u_1(t) = U_0 \sin\omega_0 t \qquad (7.23)$$

Deci şi la ieşire vom avea un semnal sinusoidal cu frecvenţa:

$$f = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{7.24}$$

Dacă amortizarea γ este negativă, atunci $kA_b>1$. In acest caz termenul exponenţial din relaţia (7.22) tinde la infinit. In circuitul electronic acest lucru se traduce în faptul că imediat după cuplare ieşirea se saturează. Această situaţie este însă foarte importantă. Pentru ca un circuit oscilator să fie bine proiectat, trebuie ca acesta să intre sigur în regim de oscilaţie. In acest scop la punerea în funcţiune trebuie ca termenul kA_b să fie uşor supraunitar pentru ca tensiunea de ieşire să crească. Pe măsură ce semnalul creşte, amortizarea trebuie să devină nulă pentru ca regimul de funcţionare să devină autooscilant. In modul cel mai simplu şi relativ sigur, acest lucru se asigură prin ajustarea factorului de amplificare al amplificatorului, montând un potenţiometru în locul rezistenţei R_1.

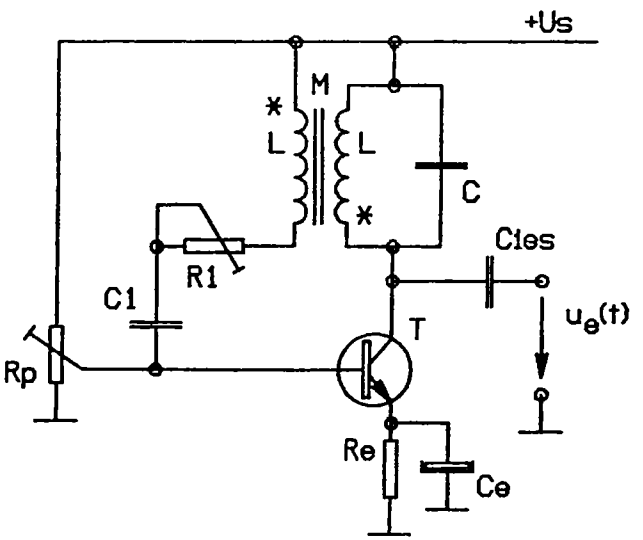

Figura 7.3. Circuit oscilator LC cu cuplaj inductiv, Meissner.

Figura 7.3 prezintă tot un oscilator LC, realizat cu un tranzistor bipolar şi prevăzut cu o singură buclă de reacţie pozitivă. Circuitul poartă şi numele de **oscilator Meissner.** Frecvenţa de oscilaţie este dată tot de relaţia (7.24). Având în vedere faptul că amplificatorul folosit este inversor, la realizarea circuitului de cuplare trebuiesc respectate sensurile înfăşurărilor indicate

în figură. Condensatorul C_1 este necesar pentru decuplarea componentei de curent continuu din circuitul de reacție. Polarizarea tranzistorului se face cu divizorul de tensiune continuă format de potențiometrul R_p și cu reacție negativă de curent.

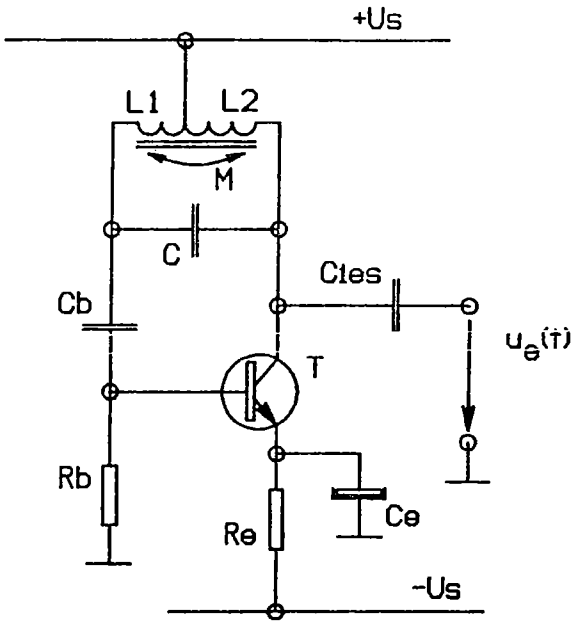

Figura 7.4. Circuit oscilator LC cu cuplaj prin divizor inductiv, Hartley.

Un oscilator LC cu cuplaj prin divizor inductiv, numit și **oscilator Hartley** sau oscilator în trei puncte cu divizor inductiv este indicat în Figura 7.4. Conform cu notațiile de pe desen, frecvența de oscilație va fi dată de relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2 + 2M)C}} \tag{7.25}$$

Si aici condensatorul C_b are rolul de blocare a componentei de curent continuu din circuitul de reacție. Polarizarea se face cu rezistența R_b și sursa de tensiune continuă negativă $-U_S$, tot prin reacție negativă de curent.

Figura 7.5 se referă la un circuit oscilator LC cu cuplaj prin divizor capacitiv, numit și **oscilator Colpitts** sau oscilator în trei puncte cu divizor capacitiv. Frecvența de oscilație este dată de expresia:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\dfrac{C_a \cdot C_b}{C_a + C_b}}} \tag{7.26}$$

Polarizarea circuitului se face asemănător celui descris anterior.

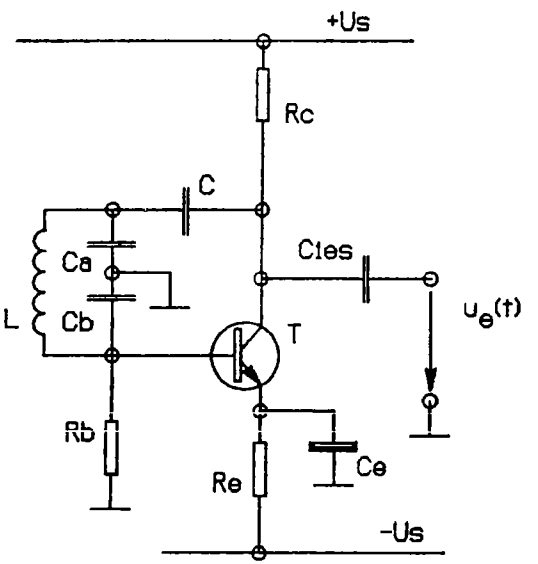

Figura 7.5. Circuit oscilator LC cu cuplaj prin divizor capacitiv, Colpitts.

Variantele de circuite oscilatoare LC prezentate folosesc un amplificator cu tranzistor în conexiune emitor comun, [79], [80], [81], circuit care prezintă rezistență de intrare relativ mare. In literatura de specialitate se pot găsi şi variante bazate pe amplificator în conexiune bază comună, caz în care amplificatorul folosit pentru sinteza circuitului oscilator are rezistența de intrare mică.

7.3.Circuite oscilatoare RC.

Oscilatoarele RC sunt circuite cu care se pot genera uşor semnale de frecvenţe joase şi medii fără a folosi bobine care sunt relativ greu de realizat şi costisitoare. La acelaşi raport C_{max}/C_{min}, oscilatoarele RC pot acoperi o gamă mai largă de frecvenţe deoarece frecvenţa de lucru este proporţională cu 1/RC. faţă de cazul oscilatoarelor LC unde aceeaşi frecvenţă este proporţională cu radicalul termenului 1/LC, [82]. Oscilatoarele RC sunt însă dezavantajate de faptul că conţinutul de armonici al semnalului de ieşire este mult mai larg decât la oscilatoarele LC. In funcţie de tipul reţelei RC utilizate sunt cunoscute oscilatoarele RC cu reţea de defazare, cu punte de defazare, cu reţea Wien sau cu reţea dublu T.

Oscilatoarele cu reţea de defazare folosesc pentru asigurarea condiţiei de fază necesare procesului de autooscilaţie cuadripoli RC.

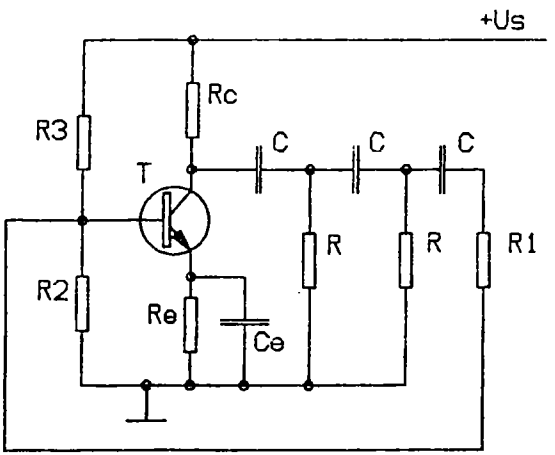

Fig. 7.6. Oscilator cu reţea RC "trece-sus".

Figura 7.6 indică un astfel de oscilator cu trei celule RC cu reţea trece-sus. Rezistenţa din cea de a treia celulă are o valoare R_1 astfel aleasă încât:

$$R = R_1 + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{r_{BE}}} \qquad (7.27)$$

In acest fel se realizează simetria circuitului. Condiţia de amplitudine rezultă prin proiectarea reţelei fiecărei celule astfel încât să aibe modulul atenuării egal cu 1/3 din factorul de amplificare al amplificatorului în conexiune emitor comun folosit. Condiţia de fază impune

ca faza atenuării unei celule să fie stabilită exact al valoarea de π/3. Calculul unui astfel de circuit poate fi găsit în [76]. Este cunoscută şi varianta echivalentă a circuitului indicat care în circuitul de reacţie pozitivă foloseşte celule bazate pe reţeaua pasivă RC, trece-jos. Mai mult, în literatura tehnică de specialitate sunt detaliat prezentate şi oscilatoare cu reţea de defazare cu 4 sau mai multe celule sau cu celule inegale, bazate fiecare pe reţele trece-sus sau trece-jos, [16], [40], [82].

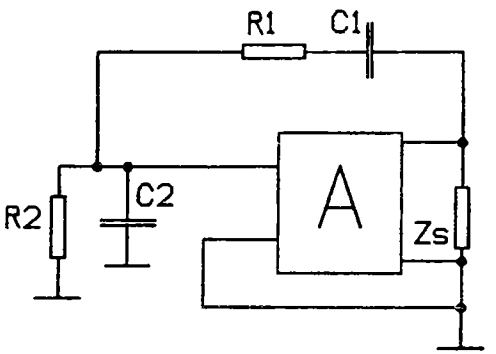

Fig. 7.7. Explicativă privind oscilatoarele RC cu reţea Wien.

Figura 7.7 se referă la circuitul unui oscilator RC cu reţea Wien, realizat în jurul unui amplificator electronic neinversor, [82]. Oscilatorul prezentat este o variantă de circuit cu reacţie pozitivă de tensiune. Frecvenţa de oscilaţie a circuitului este dată de expresia:

$$f = \frac{1}{2.\pi}.\sqrt{\frac{1}{R_1.C_1.R_2.C_2}} \tag{7.28}$$

In majoritatea aplicaţiilor însă valorile rezistenţelor şi condensatoarelor din circuit se aleg egale. Ca urmare expresia care ne dă valoarea frecvenţei de oscilaţie ia forma mai simplă:

$$f = \frac{1}{2.\pi.R.C} \tag{7.29}$$

Pulsatia corespunzătoare va fi:

$$\omega = 2.\pi.f = \frac{1}{R.C} \tag{7.30}$$

Folosind relaţia (7.30) putem stabili o proprietate remarcabilă a reţelei de reacţie de tip Wien. Intr-adevăr, **în acest caz** impedanţa serie RC este:

$$\underline{X}_S = R + \frac{1}{j.\omega.C} = R.\left(1 - j\right) \tag{7.31}$$

modulul ei având valoarea:

$$X_S = R.\sqrt{2} \tag{7.32}$$

Impedanţa paralel RC din reţeaua de reacţie fiind:

$$\underline{X}_P = \frac{R.\frac{1}{j.\omega.C}}{R + \frac{1}{j.\omega.C}} = \frac{R}{2}.\left(1 - j\right) \tag{7.33}$$

modulul ei va fi:

$$X_P = \frac{R}{\sqrt{2}} \tag{7.34}$$

Prin urmare modulul coeficientului de reacţie introdus de reţeaua Wien va avea valoarea:

$$k_R = \frac{X_P}{X_P + X_S} = \frac{\frac{R}{\sqrt{2}}}{\frac{R}{\sqrt{2}} + R.\sqrt{2}} = \frac{1}{3} \tag{7.35}$$

Deci la frecvenţa de oscilaţie, modulul coeficientului de reacţie este constant şi independent de valorile rezistenţei şi capacităţii ce au fost selectate conform relaţiei (7.30). Aceasta înseamnă că circuitele oscilatoare prevăzute cu reţea de reacţie Wien vor fi realizate în jurul unor amplificatoare electronice caracterizate printr-un factor de amplificare cu valoarea mică, egală cu 3.

Sunt cunoscute şi circuite oscilatoare cu reţea Wien, cu reacţie pozitivă de curent, [82].

Reamintim faptul că reţeaua Wien a fost deja investigată în partea întâi a cursului, [62]. la capitolul dedicat filtrelor pasive.

Figura 7.8 prezintă un circuit oscilator RC care în circuitul de reacţie utilizează o reţea în configuraţie "dublu T". Este tot un circuit cu un singur tranzistor şi prevăzut cu o singură buclă de reacţie. Analiza circuitului poate fi consultată în [82]. Sunt cunoscute şi variante ale circuitului cu mai multe tranzistoare sau bazate pe reţea "dublu T modificată.

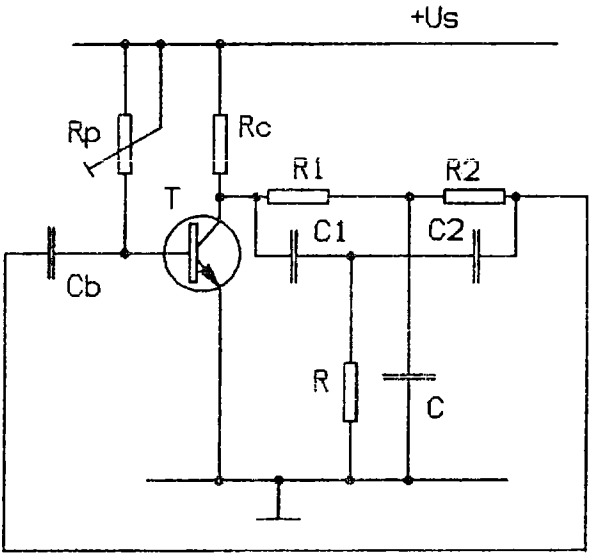

Fig.7.8. Oscilator RC cu reţea de reacţie de tip "dublu T".

La realizarea circuitelor oscilatoare sunt des folosite şi amplificatoarele operaţionale. Analiza unui circuit oscilator cu reţea de defazare şi cu amplificator operaţional poate fi găsită în [40]. Figura 7.9 se referă la un oscilator RC în punte Wien, cu amplificator operaţional, [16], [40], [82], [86]. Vom acorda puţină atenţie acestui circuit deoarece este folosit în multe aplicaţii practice. Se poate uşor observa că este vorba de un oscilator electronic cu două bucle de reacţie. Reacţia pozitivă care asigură procesul de autooscilaţie este realizată prin intermediul unei reţele Wien care, aşa cum s-a demonstrat mai sus, introduce o atenuare egală cu 3. Bucla de reacţie negativă conferă circuitului caracterul de amplificator neinversor. Rezistenţele R_1 şi R_2 se aleg astfel încât coeficientul de amplificare să fie ceva mai mare decât atenuarea circuitului de reacţie pozitivă. Circuitul construit în jurul tranzistorului cu efect de câmp T_1 constituie un sistem de reglare automată a amplificării care asigură autoamorsarea oscilaţiilor şi menţinerea punctului de funcţionare al amplificatorului în domeniul liniar, prin reglarea adecvată a valorii rezistenţei R_4. La punerea în funcţiune a circuitului grila tranzistorului J-FET cu canal n este la potenţialul masei circuitului. Ca urmare rezistenţa drenă-sursă a tranzistorului T_1 are la început valoare nulă. Dacă R_2 este bine ales, datorită factorului de amplificare mare al circuitului, circuitul tinde să intre în oscilaţie dar se manifestă şi tendinţa de saturare a ieşirii. Prin dioda D_1 condensatorul C_2 se încarcă şi stabileşte un potenţial negativ pe grila tranzistorului cu efect de câmp. Ca urmare rezistenţa drenă-sursă creşte, conducând la reducerea factorului de amplificare al amplificatorului. Dacă rezistenţa R_4 este bine reglată, după terminarea regimului tranzitoriu, la ieşire va apare un semnal sinusoidal, fără distorsiuni, a cărui frecvenţă va fi dată tot de relaţia (7.29).

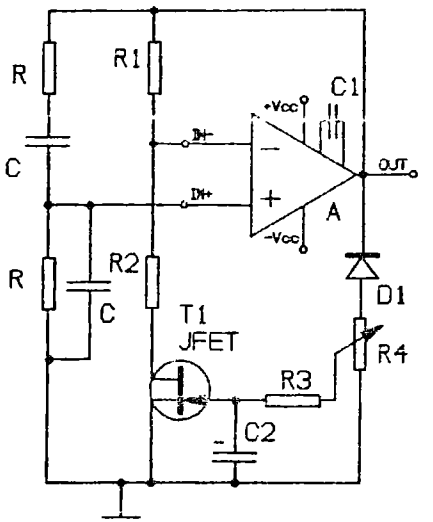

Fig. 7.9. Oscilator RC în punte Wien.

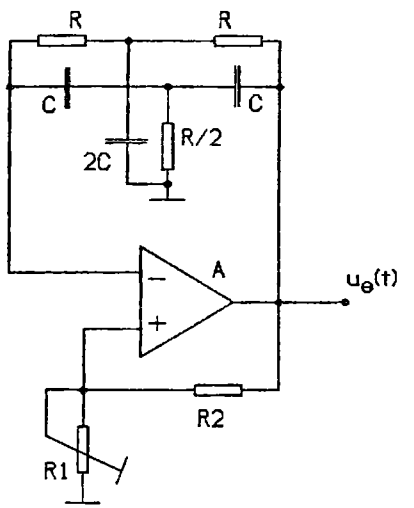

Fig. 7.10. Oscilator cu amplificator operațional și rețea "dublu T".

In Figura 7.10 se indică circuitul unui oscilator RC cu rețea "dublu T", realizat cu amplificator operațional, [40]. Funcționarea sa nu diferă esențialmente față de cea a circuitului similar realizat cu tranzistoare.

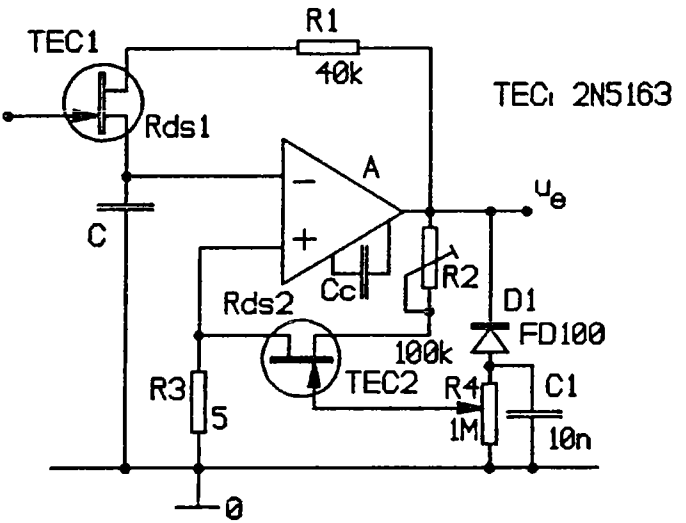

Fig. 7.11. Oscilator comandat în tensiune cu amplificator operațional pe post de inductanță comandată.

In aplicațiile practice există și circuite oscilatoare mai complexe decât cele descrise în acest capitol. Informativ, Figura 7.11 indică un circuit oscilator la care frecvența de oscilație se poate controla într-un domeniu larg de frecvențe, prin intermediul tensiunii de comandă aplicate în circuitul grilă-sursă a tranzistorului cu efect de câmp TEC_1. Circuitul, [40], este o aplicație a posibilității amplificatoarelor operaționale de a se comporta ca inductanțe. De asemenea, tot informativ, în Figura 7.12 este prezentat un circuit oscilator în cuadratură, [16], [86], care generează, la cele două ieșiri câte un semnal sinusoidal, respectiv, cosinusoidal, de frecvență:

$$f = \frac{0,68}{2.\pi.R.C} \tag{7.36}$$

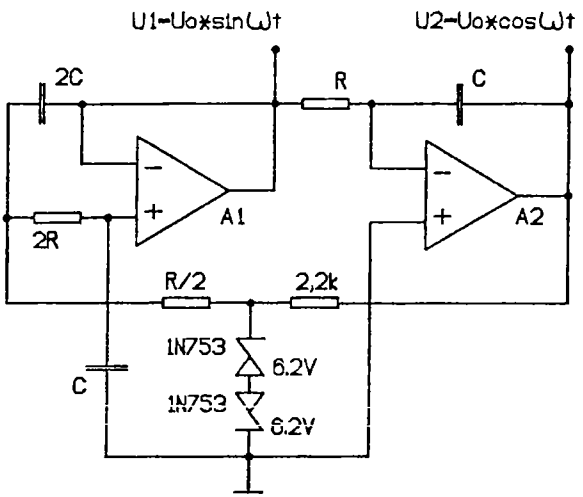

Fig. 7.12. Oscilator sinusoidal în cuadratură.

Este evident că în cadrul acestui capitol s-ar mai putea prezenta multe circuite importante. Ele pot fi găsite în bibliografie şi preluate fără dificultăţi pe baza celor expuse mai sus. Inainte de a încheia este important să mai precizăm o dată că circuitele oscilatoare care generează altfel de semnale decât cele armonice vor fi abordate în volumul următor al cursului.

8.SURSE COMANDATE SI STABILIZATE

Acest capitol este destinat investigării circuitelor electronice care convertesc semnalele de tensiune în semnale de tensiune sau de curent. Cu alte cuvinte vor fi abordate convertoarele tensiune/tensiune şi convertoarele tensiune/curent. Atunci când aceste circuite generează la ieşire un semnal de tensiune sau de curent corespunzător unui semnal de comandă sau de reglare aplicat la intrare, ele se numesc surse comandate de tensiune sau, respectiv, de curent. In cazul în care circuitele sunt destinate generării unor surse locale de tensiune sau de curent, cu parametri constanţi şi imuni la modificarea semnalului de ieşire sau a sarcinii, ele poartă numele de surse stabilizate de tensiune, respectiv, surse de curent constant. Cele două funcţiuni, de comandă sau de stabilizare a tensiunii sau curentului de ieşire sunt îndeplinite de circuite asemănătoare, rolul îndeplinit rezultând prin sistemul de reglare adoptat. Circuitele studiate în acest capitol sunt destinate alimentării circuitelor electronice sau electrice dar şi multor altor aplicaţii. Aici vor fi abordate numai circuite de semnal, care funcţionează cu puteri de ieşire mici sau, cel mult, mijlocii. Circuitele electronice de putere cu funcţiuni similare vor fi abordate la disciplina de profil. De asemena se precizează că în acest capitol vom considera numai circuitele care prelucrează semnale continue. Circuitele cu funcţionare în regim de impulsuri vor fi analizate în cea de a treia parte a cursului de Electronică. Prin urmare devine firească necesitatea completării materialului din acest capitol cu elementele corespunzătoare din volumele III şi IV ale lucrării de Electronică pentru ingineri electrotehnicieni.

8.1.Convertoare de cc/cc. Surse de tensiune continuă stabilizată

In mod normal tensiunile continue obţinute prin simplă redresare a tensiunilor alternative şi filtrare sunt afectate de o ondulaţie semnificativă care nu permite folosirea lor directă pentru alimentarea circuitelor electronice. Reamintim doar faptul că nu se poate asigura stabilitatea necesară a punctelor.statice de funcţionare şi ondulaţia tensiunilor de alimentare este transferată către circuitul de ieşire. Pe de altă parte căderea de tensiune pe rezistenţa de ieşire mare a redresorului cu filtru capacitiv face ca nivelul tensiunilor continue furnizate să depindă mult de valoarea sarcinii conectate la ieşire. Prin urmare devine necesar convertorul de cc/cc care să fie astfel comandat sau reglat încât să genereze la ieşirea sa un nivel de tensiune constantă. Simbolul unui astfel de circuit este indicat în Figura 8.1. Coeficientul "k" trebuieşte astfel comandat sau reglat încât $u_c(t)$ să fie constant şi independent de modificările tensiunii de intrare $u_i(t)$ sau ale sarcinii. Este cazul stabilizatorului de tensiune continuă. O altă situaţiune este aceea când $u_i(t)$ este relativ constant şi "k" se comandă sau se reglează astfel încât tensiunea $u_c(t)$ să ia valori dorite. Este aplicaţia numită sursă de tensiune continuă programabilă, (comandată) sau variator de tensiune continuă. Acest al doilea caz nu diferă esenţialmente de

primul fiindcă, aşa cum se va vedea, nu impune decât o posibilitate de comandă pe cale electrică a tensiunii de referinţă. Ca urmare vom aborda problematica acestui subcapitol orientat pe cazul surselor stabilizate de tensiune continuă.

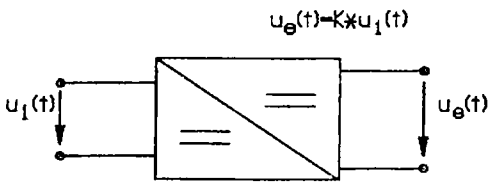

Figura 8.1. Simbolul unui convertor tensiune/tensiune

In primul volum al cursului, [62], s-a arătat modul în care se poate stabiliza o tensiune continuă cu ajutorul unui circuit simplu cu diodă Zener. Aplicaţia este utilizabilă numai la puteri mici. Din acest motiv circuitul de prestabilizare cu diodă Zener va fi folosit numai pentru generarea tensiunii de referinţă necesare funcţionării stabilizatoarelor electronice.

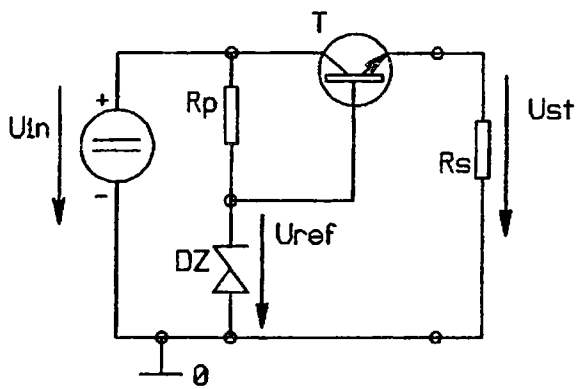

Fig. 8.2. Circuit simplu de stabilizare a tensiunilor continue

Figura 8.2 se referă la cel mai simplu circuit stabilizator cunoscut, [79], [80], [81]. El se bazează pe un tranzistor bipolar în conexiune colector comun şi exploatează caracterul de repetor pe emitor al circuitului. Datorită reacţiei negative de curent, tensiunea de la ieşire reflectă semnalul de curent continuu aplicat la intrarea amplificatorului. Aşa cum bine se vede din figură, acest semnal este tocmai tensiunea de referinţă generată cu ajutorul prestabilizatorului format din dioda Zener DZ şi rezistenţa de polarizare R_p. Ca urmare:

$$u_e(t) = U_{st} = U_{ref} - U_{BE} \approx U_{ref} \tag{8.1}$$

Dacă rezistența diferențială a diodei stabilizatoare la punctul său static de funcționare este r_z, atunci coeficientul de stabilizare va fi:

$$\frac{U_{in}}{U_{st}} = \frac{U_{in}}{U_{ref} - U_{BE}} \approx \frac{U_{in}}{U_{ref}} = \frac{U_{in}}{\frac{r_z}{R_p + r_z} \cdot U_{in}} \approx \frac{R_p}{r_z} \tag{8.2}$$

Deci acest coeficient de stabilizare depinde numai de calitatea tensiunii de referință dată de circuitul de prestabilizare. La stabilizatorul studiat valorile uzuale sunt de ordinul 10 - 100.

Atunci când se urmărește reglarea tensiunii stabilizate de ieșire se poate folosi circuitul simplu din Figura 8.3. Modificarea pe cale potențiometrică a tensiunii de referință este o soluție atrăgătoare dar, deoarece divizorul folosit funcționează numai teoretic în gol, coeficientul de stabilizare se înrăutățește.

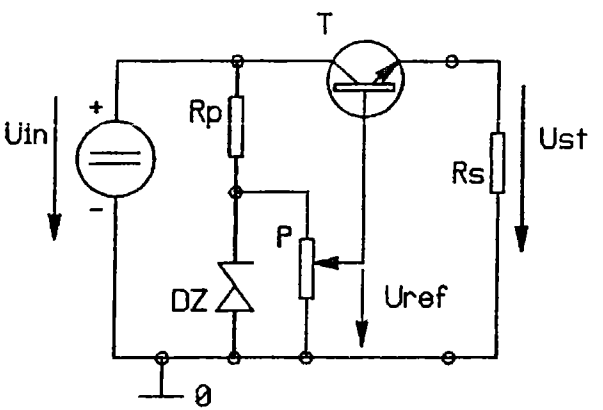

Fig. 8.3. Stabilizator reglabil de tensiune continuă.

Cele două circuite prezentate au oricum performanțe limitate. Ele tind să elimine efectele variațiilor tensiunii de intrare dar nu pot compensa căderile de tensiune pe rezistența de ieșire a stabilizatorului, căderi de tensiune care depind de sarcină. Dezavantajele acestor circuite provin din faptul că ele sunt simple sisteme de comandă a tensiunii de ieșire. Transformarea stabilizatorului într-un circuit de reglare a tensiunii de ieșire îi conferă acestuia calități superioare. Figura 8.4 se referă la schema bloc a unui stabilizator electronic performant,

prevăzut cu un sistem automat de reglare, [86]. Comparatorul stabileşte abaterea dintre tensiunea de referinţă şi valoarea măsurată a tensiunii stabilizate de ieşire. Regulatorul, numit de obicei amplificator de eroare, prelucrează această abatere şi comandă elementul de execuţie, care, cel mai des, este tranzistorul în conexiune colector comun.

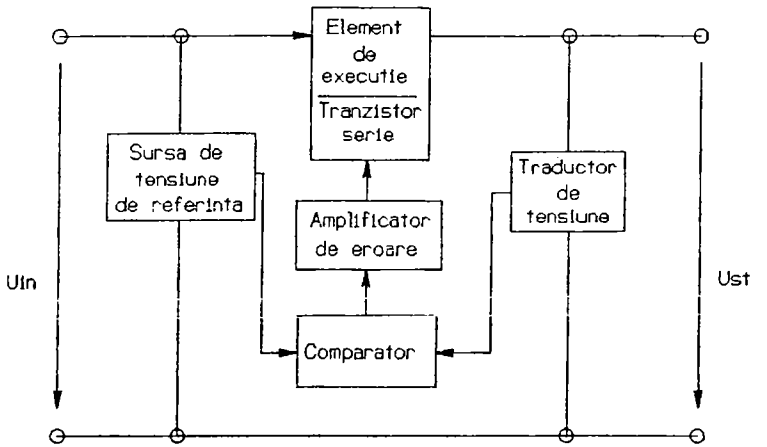

Fig. 8.4. Schema bloc a unui stabilizator electronic cu amplificator de eroare.

Figura 8.5 prezintă circuitul unui astfel de stabilizator de tensiune continuă, [16], [79], [80], [81]. Tensiunea de referinţă se stabileşte cu circuit prestabilizator cu diodă Zener. Tensiunea de ieşire se măsoară cu divizor rezistiv de tensiune continuă. Comparatorul şi regulatorul sunt realizate în jurul amplificatorului operaţional A. Acesta funcţionează de fapt ca un amplificator neinversor de tensiune continuă care, pentru simplitate este direct alimentat de la tensiunea nestabilizată de intrare. Valoarea tensiunii stabilizate de ieşire este dată, prin urmare, de relaţia deja cunoscută:

$$U_{st} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot U_{ref} \qquad (8.3)$$

Pentru reglarea nivelului tensiunii de ieşire, rezistenţa R_1 se montează variabilă. Este evident că acest circuit poate genera la ieşire numai nivele de tensiune stabilizată mai mari decât tensiunea de referinţă. Atunci când sunt necesare tensiuni mai mici decât tensiunea de referinţă se poate apela la circuitul din Figura 8.6. In acest caz amplificatorul de eroare funcţionează cu reacţie negativă totală. Prin urmare tensiunea de ieşire este reglată la valoarea tensiunii de

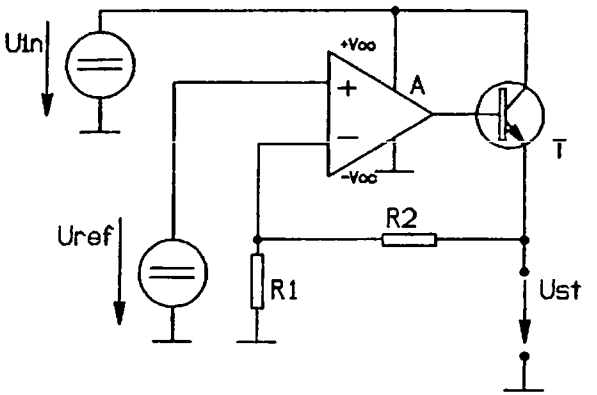

Fig.8.5. Stabilizator pentru tensiuni mari, cu amplificator de eroare.

referință. Cum divizorul rezistiv care dă această tensiune de referință lucrează în acest circuit practic în gol, coeficientul de stabilizare este satisfăcător. Caracteristica statică a circuitului de ieşire al stabilizatorului electronic analizat confirmă şi ea performanțele sale superioare fiind liniară şi caracterizată de o pantă foarte mică.

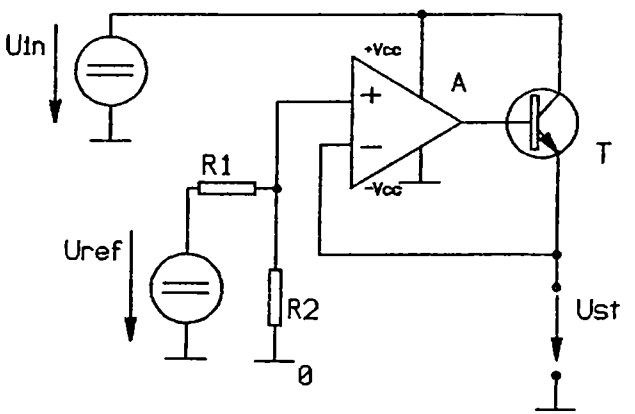

Fig. 8.6. Stabilizator pentru tensiuni mici, cu amplificator de eroare

Din păcate odată cu mărirea sarcinii creşte curentul de ieşire şi cresc şi pierderile în tranzistorul regulator, care preia diferenţa dintre tensiunea de intrare şi tensiunea stabilizată de ieşire în condiţiile în care curentul său de colector este chiar curentul de ieşire. Din acest motiv acest dispozitiv semiconductor se poate încălzi şi defecta. Intrucât acest lucru nu este permis în cazul unui stabilizator electronic profesional, trebuieşte introdus un circuit suplimentar care să limiteze valoarea curentului de ieşire la un nivel limită, numit de scurtcircuit, I_{sc}.

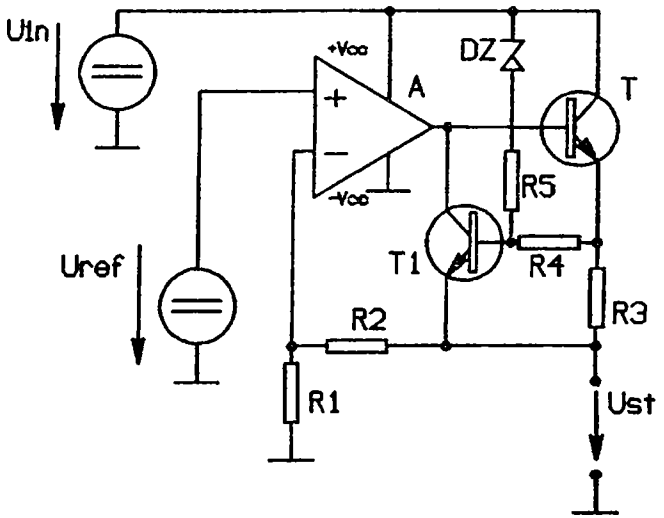

Fig. 8.7. Circuit de stabilizare complet cu amplificator de eroare şi circuit de limitare a curentului de ieşire.

In circuitul prezentat în Figura 8.7, [79], [80], [81], acest lucru este îndeplinit de o a doua buclă de reglare automată care, la scăderea valorii rezistenţei circuitului de sarcină până la nivelul care determină apariţia curentului limită, scurtcircuitează bucla de reglare a tensiunii şi determină funcţionarea stabilizatorului ca sursă de curent constant. Elementele principale ale blocului de limitare a curentului sunt rezistenţa traductor de curent R_3 şi tranzistorul T_1. Dacă admitem că tranzistorul T_1 este un tranzistor de semnal pe substrat de siliciu şi că valoarea curentului nu poate depăşi I_{sc}, atunci rezistenţa de măsurare a curentului se va selecta conform relaţiei:

$$R_3 \approx \frac{0.6\,(V)}{I_{sc}\,(A)} \tag{8.4}$$

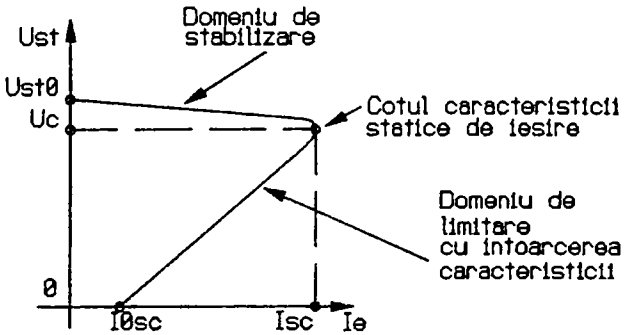

Fig. 8.8. Caracteristica statică a circuitului de ieşire al stabilizatorului de tensiune continuă din Figura 8.7.

In regim normal de funcţionare al stabilizatorului electronic tranzistorul T_1 este blocat, ca urmare bucla de reglare a tensiunii operează ca şi la circuitul din Figura 8.5 şi valoarea tensiunii de ieşire este dată tot de relaţia (8.3). Ne situăm în domeniul de stabilizare al caracteristicii statice din Figura 8.8. Pe măsură ce ne apropiem de valoarea limită a curentului de ieşire, căderea de tensiune la bornele rezistenţei R_3 se apropie de valoarea de 0,6 V şi punctul static de funcţionare al tranzistorului T_1 tinde să intre în zona activă. El şuntează regulatorul de tensiune şi reduce în aşa fel potenţialul bazei tranzistorului T încât curentul său de colector rămâne constant şi egal cu I_{sc}. Ca urmare punctul static de funcţionare al stabilizatorului se deplasează pe verticala corespunzătoare curentului limită "programat" prin valoarea rezistenţei traductor de curent. Nici această situaţiune nu este încă perfectă. In cazul unui scurtcircuit pe ieşire, rezistenţa de sarcină devine zero. Este adevărat că prin ea va circula curentul limită care probabil nu va determina alte defecţiuni în circuitul de sarcină. In schimb tranzistorul regulator T va prelua ca tensiune colector-emitor toată tensiunea nestabilizată aplicată la intrarea circuitului. Ca urmare pierderile vor creşte la un nivel nepermis, acest tranzistor se va distruge şi, înainte ca orice siguranţă să poată interveni, se va întrerupe sau, şi mai rău, se va scurtcircuita aplicând întreaga tensiune sarcinii parţial sau total defecte. Pentru a preveni această avarie, circuitul mai trebuie completat cu un etaj de reacţie pozitivă, "voltage feedfoward", format din dioda stabilizatoare Dz şi rezistenţa R_5. Rolul acestui etaj este de a "întoarce" caracteristica statică pe măsură ce se intră tot mai adânc în regim de scurtcircuit. Aceasta are loc prin intrarea în conducţie a diodei stabilizatoare atunci când tensiunea colector-emitor a tranzistorului T depăşeşte valoarea U_Z selectată. In acest fel direct din circuitul de intrare se injectează un curent de bază suplimentar tranzistorului T_1, ca şi cum valoarea rezistenţei R_3 ar fi crescut, corespunzător unui curent limită mai mic. Ca urmare, la scurtcircuit pe ieşire, curentul scade la I_{0sc}, suportabil un timp nedefinit lung de către tranzistorul T.

Pentru circuitele de stabilizare cu tensiuni mici de ieşire, o altă variantă de introducere a limitării electronice a curentului de ieşire este prezentată în Figura 8.9, [16]. Funcţionarea circuitului se poate uşor înţelege pe baza celor expuse mai sus.

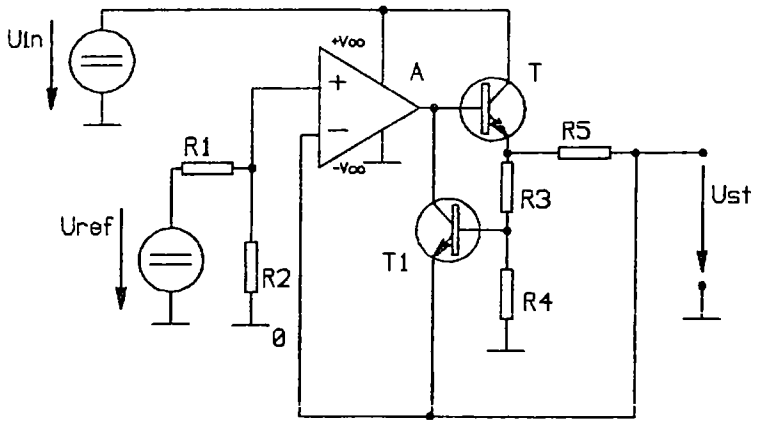

Fig. 8.9. Stabilizator pentru tensiuni continue mici prevăzut cu amplificator de eroare şi limitarea electronică a curentului de ieşire.

Stabilitatea tensiunii de la ieşirea circuitelor analizate depinde în cea mai mare măsură de performanţele prestabilizatorului care dă tensiunea de referinţă. Din acest punct de vedere varianta cea mai simplă, cu alimentare a prestabilizatorului direct de la tensiunea de intrare, Figura 8.10 oferă performanţele cele mai reduse.

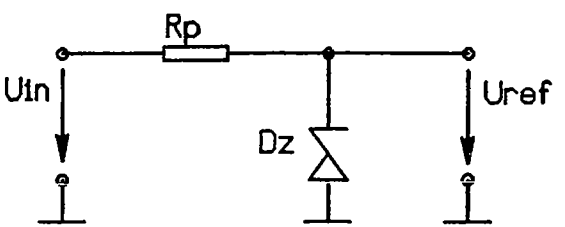

Fig. 8.10. Circuit simplu de stabilire a referinţei de tensiune continuă cu prestabilizator obişnuit cu diodă Zener.

Dacă se urmăreşte în continuare alimentarea prestabilizatorului de la intrare, atunci se recomandă înlocuirea rezistenţei de polarizare cu o sursă de curent constant, Figura 8.11, [79],

[80], [81]. In acest caz dioda stabilizatoare va avea o polarizare mult mai stabilă. Acelaşi efect benefic îl are şi varianta prezentată în Figura 8.12, unde circuitul de prestabilizare rămâne cel simplu dar este alimentat din tensiunea stabilizată de la ieşirea circuitului.

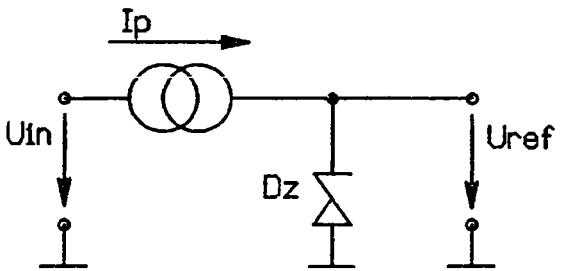

Fig. 8.11. Prestabilizator cu diodă Zener cu performanţe superioare datorate generatorului de curent constant care "fixează" punctul static de funcţionare al dispozitivului electronic.

Drept încheiere a acestui subcapitol este important să facem câteva precizări. Calitatea energiei electrice de curent continuu furnizată de aceste circuite de stabilizare este superioară şi comportarea lor în regim stationar şi dinamic este satisfăcătoare. Din păcate ele nu se pot realiza pentru puteri mai mari de ordinul câtorva sute de watt din cauză că pierderile de putere în tranzistorul regulator ridică probleme tehnologice dificile şi randamentul devine nesatisfăcător.

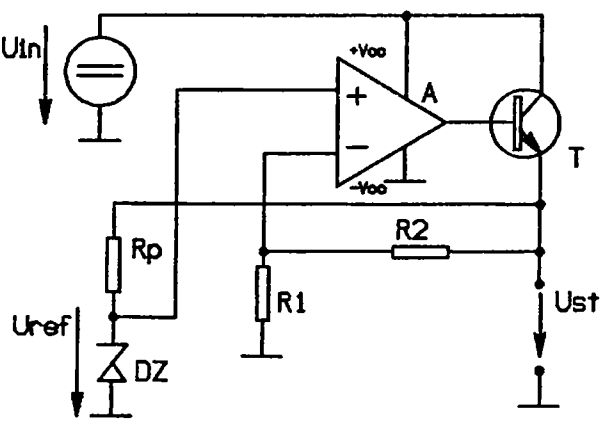

Fig.8.12. Stabilizator de tensiune continuă cu alimentarea circuitului de referinţă de la ieşire.

Ca urmare devin actuale sursele stabilizate în regim de comutaţie, care vor fi investigate în volumul următor al cursului.

Teoretic circuitele studiate se pot realiza şi cu tranzistoare cu efect de câmp, dar aplicaţiile sunt mai rare. Aşa cum se va vedea, tranzistoarele cu efect de câmp îşi vor găsi un larg câmp de utilizare la sursele stabilizate în regim de comutaţie.

Pornind de la exemplificările prezentate, se pot concepe uşor circuite de stabilizare cu mai multe ieşiri, inclusiv cu polarităţi diferite.

In prezent pe piaţa produselor electronice se găsesc circuite stabilizatoare integrate, cu tensiune de ieşire fixă sau ajustabilă, produse de foarte multe firme de specialitate. De exemplu, circuitul circuitul LM 7800 este o aplicaţie ce respectă exact principiul descris în Figura 8.7. Deşi nu urmărim să prezentăm realizări tehnologice, trebuie amintit în mod obligatoriu şi circuitul 723, care a reprezentat o deosebită reuşită în domeniu, [10], [16], [69], [86]. Pentru folosirea circuitelor stabilizatoare integrate se recomandă studierea cataloagelor, a notelor de aplicaţie şi paginilor de internet ale firmelor specializate.

8.2.Convertoare tensiune/curent. Surse de curent constant.

Convertoarele tensiune/curent reprezintă o categorie distinctă, foarte importantă de circuite electronice de semnal, [16], [40], [79], [80], [81], [82]. Acestea se aplică în cele mai diverse domenii, dintre care putem menţiona: generatoarele de semnale complexe, regulatoarele electronice, circuitele de impulsuri, convertoarele numeric - analogice sau analog - numerice, etc. La nivel de schemă bloc un convertor de tensiune/curent este prezentat in Figura 8.13.

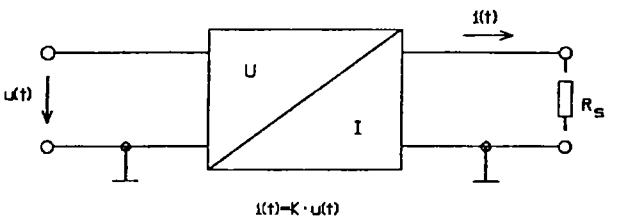

Fig. 8.13. Schemă bloc şi simbol pentru convertoare tensiune/curent.

La intrarea circuitului se aplică de obicei un semnal de tensiune u(t), oarecare, semnalul de ieşire fiind un curent i(t). Este de dorit ca atât semnalul de intrare cât şi semnalul de ieşire să fie măsurate faţă de potenţialul masei circuitului. In acest fel analiza şi sinteza circuitelor electronice prin identificarea de etaje funcţionale simplu interconectabile este asigurată şi la această categorie de convertoare. Funcţia îndeplinită de către convertorul tensiune/curent este dată de expresia simplă:

$$i(t) = K \times u(t) \tag{8.5}$$

în care K este factorul de conversie care caracterizează circuitul. Dacă convertorul de tensiune/curent are în configurația sa numai componente electronice active și rezistențe atunci la frecvențele de lucru industriale factorul K este scalar și forma de undă a curentului de ieșire din convertor este în fază cu unda de tensiune de comandă de la intrare, sau, eventual, în antifază. Atunci când circuitul se bazează și pe componente pasive care pot înmagazina energie, bobine sau condensatoare, factorul de conversie devine o mărime complexă, curentul de ieșire caracterizându-se prin amplitudine și fază dependente și de frecvența de lucru.

Dacă la intrarea convertorului de tensiune/curent se aplică un nivel de tensiune cu parametri riguros constanți, numit semnal de referință de curent, atunci, în acest caz particular, convertorul poartă numele de sursă de curent constant. Semnalul de referință de curent poate fi un nivel de tensiune continuă dar și un semnal variabil, oarecare, periodic, care își păstrează neschimbați parametri în timp.

Vom aborda în continuare câteva circuite reprezentative de conversie tensiune/curent. Figura 8.14 scoate în evidență faptul că **circuitul binecunoscut amplificator - inversor de tensiune**, realizat cu amplificator operațional **poate fi privit și ca un circuit convertor de tensiune/curent.** In acest context însă circuitul de sarcină nu se mai găsește între ieșirea amplificatorului operațional și masa circuitului ci el se amplasează chiar în circuitul de reacție negativă al montajului. Apelând la metodele deja cunoscute de analiză și sinteză a circuitelor cu amplificatoare operaționale, se va evidenția rolul funcțional al acestui montaj pe două căi diferite.

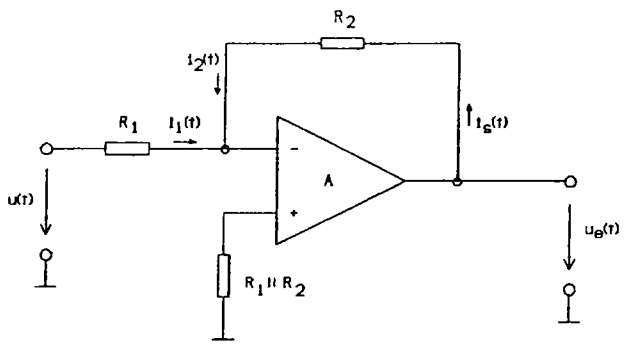

Fig. 8.14. Convertor tensiune/curent simplu cu amplificator inversor.

In primul caz luăm în considerare de la început faptul că admitem amplificatorul operațional ca element ideal de circuit electronic. Ca urmare impedanța de intrare este infinită, deci curenții de intrare în circuitul amplificator operațional sunt nuli. Intrucât potențialul intrării neinversoare este zero, în regim staționar și potențialul intrării inversoare va fi nul. Ca urmare în nodul de circuit constituit de către intrarea inversoare, teorema lui Kirchoff pentru curenți va avea urmatoarea formă:

$$i_1(t) + i_2(t) = 0 \qquad (8.6)$$

Intrucât am admis că în regim staţionar potenţialul intrării inversoare este nul, curentul $i_1(t)$ are valoarea:

$$i_1(t) = \frac{u(t) - u_n}{R_1} = \frac{u(t)}{R_1} \tag{8.7}$$

Prin urmare curentul $i_2(t)$ prin bucla de reacţie în care se găseşte sarcina convertorului analizat, $R_s = R_2$, va deveni:

$$i_2(t) = - \frac{1}{R_1} u(t) \tag{8.8}$$

Deci circuitul are o comportare de convertor tensiune/curent, factorul de conversie K fiind:

$$K = - \frac{1}{R_1} \tag{8.9}$$

Cel de al doilea mod de abordare al analizei circuitului din Figura 8.14 porneşte de la faptul menţionat că el este şi un amplificator de tensiune continuă, semnalul de ieşire măsurat faţă de masa circuitului, $u_e(t)$, având valoarea:

$$u_e(t) = - \frac{R_2}{R_1} u(t) \tag{8.10}$$

Deoarece rezistenţele de intrare pentru amplificatorul operaţional ideal au fost admise de valoare infinit mare, pentru curentul din circuitul de reacţie se poate scrie:

$$i_2(t) = \frac{u_e(t) - u(t)}{R_1 + R_2} = - \frac{1}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) u(t) = - \frac{1}{R_1} u(t) \tag{8.11}$$

Este evident că acest curent are tocmai valoarea din expresia (8.8), caracterizând comportarea de convertor de tensiune/curent al circuitului analizat.

Avantajele circuitului rezultă din simplitatea sa. Pe de altă parte amplasarea circuitului de sarcină pe calea de reacţie şi valorile reduse pentru curentul comandat se constituie ca dezavantaje

care limitează în mod serios posibilităţile de aplicare a acestui convertor. In plus, rezistenţa sa de intrare are valori relativ modeste. Dacă mărim valoarea rezistenţei R_1, pentru a asigura o rezistenţă de intrare satisfăcătoare, atunci scade coeficientul de conversie al circuitului. De aceea **montajul din Figura 8.15, [40], la care tensiunea u(t) se aplică la intrarea neinversoare** a amplificatorului operaţional **se caracterizează prin performanţe superioare.**

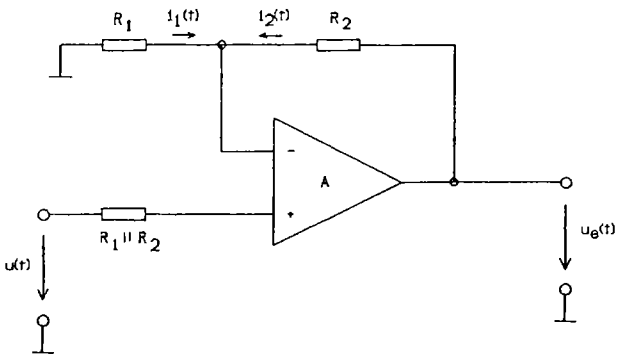

Fig. 8.15. Convertor tensiune/curent cu rezistenţă de intrare mare.

Vom analiza acest circuit convertor de tensiune/curent în contextul în care în configuraţia sa recunoaştem amplificatorul de tensiune continuă neinversor, de tip electrometru, studiat mai devreme chiar în acest curs. Sarcina convertorului este tot rezistenţa $R_s = R_2$. Luând în considerare notaţiile din Figura 8.15, tensiunea de la ieşire, $u_e(t)$, are valoarea cunoscută:

$$u_e(t) = + \frac{R_1 + R_2}{R_1} u(t) \tag{8.12}$$

Ca urmare curentul $i_2(t)$, prin rezistenţa R_2 amplasată pe calea de reacţie va fi:

$$i_2(t) = \frac{u_e(t) - 0}{R_1 + R_2} = \frac{1}{R_1} u(t) \tag{8.13}$$

Deci într-adevăr rezistenţa R_2 poate fi privită ca rezistenţa de sarcină a unui convertor de tensiune/curent caracterizat prin factorul de conversie pozitiv K, conform expresiei:

$$K = \frac{1}{R_1} \tag{8.14}$$

Altfel spus, prin valoarea rezistenţei R_1 se poate "programa" nivelul curentului de ieşire la o tensiune de intrare, u(t), dată. Si în cazul acestui convertor tensiune/curent, valoarea maximă a curentului comandat este limitată de performanţele amplificatorului operaţional folosit. Nici aici sarcina nu este in mod explicit conectată la potenţialul masei circuitului. Avantajul acestei configuraţii constă in impedanţa de intrare mare.

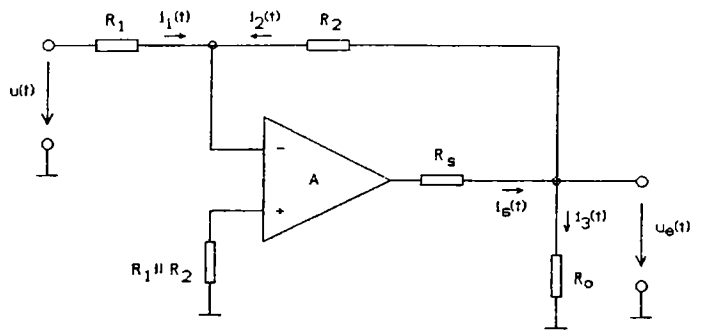

Fig. 8.16. Convertor tensiune/curent "programabil".

Figura 8.16, [40], se referă la o altă variantă de convertor de tensiune/curent care se caracterizează prin faptul că **coeficientul de conversie se poate "programa" independent** de elementele din circuitul de reacţie negativă al amplificatorului. In acest scop este prevăzută o rezistenţă traductor de curent, R_o, conectată la masă. Rezistenţa de sarcină, R_s, este amplasată de data aceasta între ieşirea amplificatorului operaţional şi rezistenţa traductor de curent. Notând cu u_{eAO} tensiunea de la ieşirea acestui amplificator şi neglijând derivaţia de curent prin rezistenţa de reacţie negativă R_2, putem scrie:

$$u_{eAO} = \left(R_o + R_s \right) i_s \tag{8.15}$$

In relaţia de mai sus, i_s este curentul de ieşire al amplificatorului operaţional, care parcurge şi rezistenţa de sarcină.

Pe de altă parte, dacă factorul de amplificare diferenţială al amplificatorului operaţional folosit este A, pentru aceeaşi tensiune de ieşire putem să scriem:

$$u_{eAO} = A\left(u_p - u_n\right) \tag{8.16}$$

Intrucât borna neinversoare a amplificatorului operaţional este conectată la potenţialul masei printr-o rezistenţă de valoare mică şi curentul de intrare este practic neglijabil, pentru u_p este valabilă valoarea:

$$u_p = 0 \tag{8.17}$$

Potenţialul bornei inversoare se poate stabili pornind de la constatarea că divizorul de tensiune format din rezistenţele de reacţie negativă şi de intrare funcţionează practic în gol:

$$u_n = u(t) + \frac{R_1}{R_1 + R_2}\left[R_o i_s - u(t)\right] \tag{8.18}$$

Inlocuind ultimele două relaţii în (8.16) se obţine:

$$u_{eAO} = -A\,u(t) - \frac{R_1}{R_1 + R_2}A\left[R_o i_s - u(t)\right] \tag{8.19}$$

Egalând acum această relaţie cu expresia (8.15), putem scrie:

$$\left(R_o + R_s\right)i_s = -A\,u(t) - \frac{R_1}{R_1 + R_2}A\left[R_o i_s - u(t)\right] \tag{8.20}$$

După efectuarea calculelor şi prin trecere la limită, pentru un factor de amplificare A de valoare foarte mare, rezultă:

$$\frac{i_s}{u(t)} = -\frac{A\dfrac{R_2}{R_1 + R_2}}{\left(R_o + R_s\right) + A\dfrac{R_1 R_o}{R_1 + R_2}} \approx -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{R_o} \qquad (8.21)$$

La relaţia demonstrată exact mai sus, puteam ajunge şi pe căi mult mai simple dacă priveam acest convertor tensiune/curent ca un amplificator de tensiune cu reacţie negativă de curent. Conform configuraţiei circuitului investigat în Figura 8.16, tensiunea de reacţie de curent este dată de relaţia:

$$u_{Ri}(t) = R_o i_s = u_e(t) \qquad (8.22)$$

Presupunând amplificatorul operaţional ca element ideal de circuit, cu ajutorul celei de a doua teoreme a lui Kirchoff, aplicată la intrarea inversoare, rezultă:

$$\frac{u(t)}{R_1} + \frac{R_o i_s}{R_2} = 0 \qquad (8.23)$$

Atunci, pentru funcţia electronică îndeplinită de acest circuit obţinem încă o dată expresia:

$$i_s = -\frac{R_2}{R_1}\frac{1}{R_o}u(t) \qquad (8.24)$$

Relaţia (8.24) este cu totul remarcabilă deoarece evidenţiază avantajele convertorului investigat. Valorile rezistenţelor din reţeaua de reacţie se pot alege în mod convenabil, asigurându-se o valoare acceptabilă pentru rezistenţa de intrare a circuitului. Valoarea curentului de ieşire poate fi "programată" prin intermediul rezistenţei traductor de curent care modifică în mod corespunzător coeficientul de conversie. Circuitul funcţionează cu curenţi de ieşire a căror valoare depinde de performanţele amplificatorului operaţional folosit. Mai prezintă, asemănător circuitelor anterioare, dezavantajul că sarcina este flotantă.

O variantă superioară de convertor tensiune/curent este prezentată în Figura 8.17. [40]. Remarcăm faptul că, în conformitate cu definiţiile şi clasificările din capitolul 4.1, putem privi acest circuit ca un amplificator de tensiune cu reacţie negativă paralelă de curent.

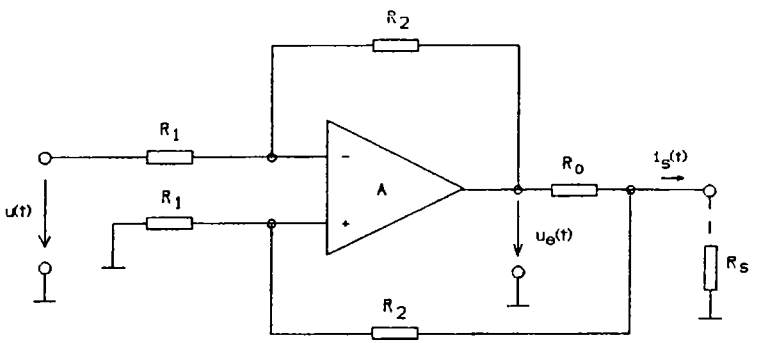

Fig. 8.17. Convertor tensiune/curent cu circuitul de sarcină conectat la potenţialul masei

Circuitul de sarcină al convertorului este explicit conectat cu un terminal la potenţialul masei. Pentru analiza funcţionării lui şi stabilirea valorii factorului de conversie K vom ţine cont de faptul că admitem şi acum amplificatorul operaţional ca element ideal de circuit electronic. Considerând notaţiile din Figura 8.17 şi neglijând derivaţia de curent prin rezistenţa R_2 superioară, pentru potenţialul bornei neinversoare a amplificatorului operaţional, u_p, vom putea scrie:

$$u_p = [u_e(t) - R_0\, i_s(t)] \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{8.25}$$

Pentru curenţii în nodul de circuit electronic constituit de borna inversoare este valabilă expresia:

$$\frac{u(t) - u_n}{R_1} = - \frac{u_e(t) - u_n}{R_2} \tag{8.26}$$

Dar în regim staţionar de funcţionare potenţialul bornei neinversoare a amplificatorului operaţional este egal cu potenţialul bornei inversoare:

$$u_p = u_n \tag{8.27}$$

Ca urmare putem înlocui în expresia (8.26) valoarea stabilită prin relaţia (8.25). In acest fel rezultă:

$$\frac{u(t) - [u_e(t) - R_0 i_s(t)] \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}}{R_1} = - \frac{u_e(t) - [u_e(t) - R_0 i_s(t)] \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}}{R_2} \tag{8.28}$$

Efectuând acum toate calculele algebrice necesare, după reducerea termenilor asemenea , pentru curentul $i_s(t)$ prin rezistenţa de sarcina R_s, se obţine:

$$i_s(t) = - \frac{R_2}{R_1 R_0} u(t) \tag{8.29}$$

Deci circuitul convertor tensiune/curent analizat aici se caracterizează prin factorul de conversie K:

$$K = - \frac{R_2}{R_1 R_0} \tag{8.30}$$

Curentul de intrare poate fi redus conform cerinţelor de proiectare prin creşterea valorii rezistenţei R_1. Factorul de conversie se ajustează apoi prin intermediul valorii rezistenţei R_0, a cărei valoare se poate selecta între limite largi. Curentul de ieşire rămâne de valori reduse, fiind şi aici limitat de performanţele amplificatorului operaţional folosit.

Atunci **când curentul** prin circuitul conectat la ieşirea convertorului de tensiune/curent **trebuie să fie mai mare** decât valori de ordinul a 5 - 10 mA, schema studiată mai sus **se completează cu un amplificator de putere cu tranzistoare.** O variantă posibilă este arătată în Figura 8.18, [40]. Pentru analiza acestui circuit electronic vom calcula separat potenţialul bornei neinversoare şi al bornei inversoare a amplificatorului operaţional. In acest scop vom neglija curentul de valoare mică ce circulă prin rezistenţa R_4. Prin urmare, atât rezistenţa R_0 cât şi rezistenţa de sarcină R_s vor fi străbătute de curentul de ieşire generat de către convertor. Atunci pentru potenţialul bornei inversoare a amplificatorului operaţional se poate scrie:

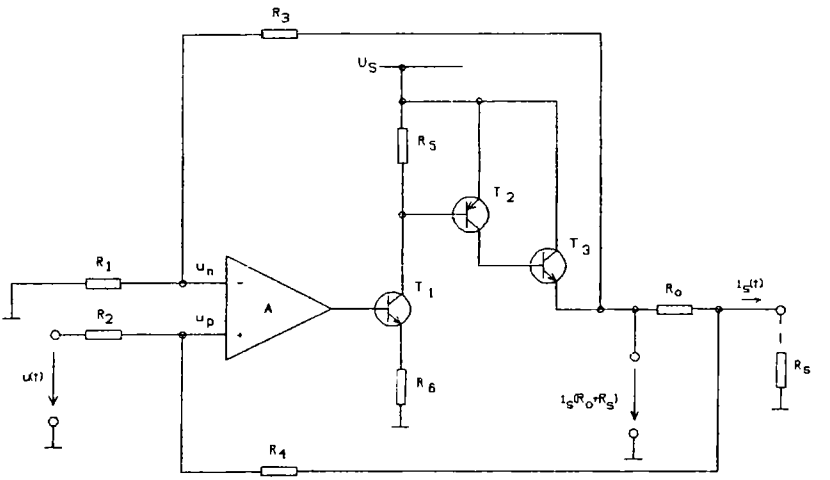

Fig. 8.18. Convertor tensiune/curent cu amplificator de putere şi sarcina conectată la potenţialul masei

$$u_n = \frac{R_1}{R_1 + R_3} (R_0 + R_s)\, i_s(t) \tag{8.31}$$

Expresia (8.31) este valabilă întrucât rezistenţa R_1 are un capăt explicit legat la potenţialul masei circuitului şi întrucât amplificatorul operaţional folosit este presupus ideal, divizorul de tensiune format de rezistenţele R_1 şi R_3 funcţionând practic în gol. Procedând asemănător, pentru potenţialul bornei neinversoare rezultă relaţia:

$$u_p = u(t) + \frac{R_2}{R_2 + R_4} [R_s i_s(t) - u(t)] \tag{8.32}$$

Se va ţine acum cont de faptul că în regim staţionar potenţialele celor două borne de intrare ale amplificatorului operaţional trebuiesc să fie egale:

$$u_p = u_n \tag{8.33}$$

Drept urmare se pot egala expresiile (8.31) şi (8.32), după calcule algebrice simple rezultând urmatoarea relaţie între tensiunea de intrare şi curentul de ieşire din circuitul analizat:

$$u(t) = \frac{R_s(R_1R_4 - R_2R_3) + R_0R_1(R_2 + R_4)}{R_4(R_1 + R_3)} i_s(t) \qquad (8.34)$$

Pentru ca valoarea curentului de ieşire să nu depindă de rezistenţa de sarcină conectată la ieşire este suficient să fie îndeplinită condiţia:

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} \qquad (8.35)$$

Comportarea de convertor tensiune/curent a circuitului analizat devine şi mai evidentă dacă se aleg valori egale pentru toate rezistenţele R_1, R_2, R_3 şi R_4. In acest caz pentru curentul de ieşire putem scrie:

$$i_s(t) = + \frac{1}{R_0} u(t) \qquad (8.36)$$

Deci factorul de conversie tensiune/curent va avea forma foarte simplă:

$$K = \frac{1}{R_0} \qquad (8.37)$$

Convertorul de tensiune/curent descris mai sus îndeplineşte toate cerinţele impuse unui circuit de electronică industrială profesională. El are o comportare optimă în măsura în care amplificatorul operaţional folosit poate fi admis ca ideal. In acest sens se impune ca curenţii de intrare să fie practic nuli, abaterea tensiunii de la ieşire cu temperatura să fie neglijabilă şi factorul de amplificare diferenţial să fie mai mare decât 50.000. In plus din partea etajului de amplificare cu tranzistoare se cere ca curentul de bază al tranzistorului T_2 să fie neglijabil în raport cu valorile curentului de ieşire, $i_s(t)$.

Sunt binevenite câteva observaţii cu privire la limitele de funcţionare ale circuitelor convertoare de tensiune/curent. Este evident că ele funcţionează ca surse reale de curent, de putere finită. Valoarea curentului de ieşire este totdeauna limitată de caracteristicile etajului final al convertorului. Rezistenţa de sarcină nu poate lua orice valori, deoarece nivelul tensiunii de ieşire din circuit nu poate creşte oricât pentru a se păstra carcaterul de sursă de curent al convertorului. In general valoarea maximă a rezistenţei circuitului de sarcină este limitată de atingerea tensiunilor maxime de ieşire, apropiate de nivelul tensiunilor surselor de alimentare folosite. La rezistenţe de

sarcină şi mai mari, circuitele electronice se saturează şi convertorul distorsionează semnalele prelucrate.

Este foarte important a se evidenţia dualitatea dintre convertoarele tensiune/tensiune şi cele tensiune/curent. In timp ce primele pot funcţiona fără probleme în gol, cele din a doua categorie nu admit acest regim de funcţionare, în schimb, funcţionează în mod normal în scurtcircuit, cu rezistenţă de sarcină de valoare nulă conectată la ieşire.

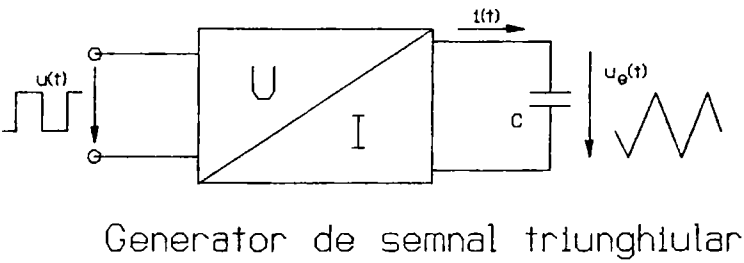

Fig. 8.19. Funcţionarea generatorului de curent constant ca şi convertor de semnal dreptunghiular în semnal triunghiular

O atenţie deosebită trebuie acordată cazurilor particulare în care sarcina convertorului de tensiune/curent conţine şi elemente reactive de circuit electric, condensatoare sau bobine.

Figura 8.19 se referă la situaţia când **un condensator cu capacitatea C este conectat la ieşirea convertorului tensiune/curent.** După cum bine se ştie de la Electrotehnică, [74], între tensiunea la bornele acestui condensator şi curentul care îl parcurge există relaţia de bază:

$$i_C(t) = C\frac{d\,u_C(t)}{d\,t} \tag{8.38}$$

In cazul nostru acest curent este chiar curentul de ieşire din convertor. Dacă la intrare se aplică un semnal în formă de impulsuri de tensiune cu amplitudine constantă +/- U,conforme cu definiţiile din [38], capitolul 2 sau [74], capitolul 24, atunci pe intervale bine definite de timp şi curentul de ieşire este constant. Ca urmare, pe aceste intervale, pentru diferenţiala tensiunii condensatorului vom putea scrie:

$$\frac{d\,u_C(t)}{d\,t} = \frac{i_C}{C} = \frac{K\times u(t)}{C} = K\times\frac{U}{C} = K_o = const. \tag{8.39}$$

Atunci este evident valabilă şi relaţia:

$$d u_C(t) = K_o d t = K_o \Delta t = \Delta u_C(t) \qquad (8.40)$$

din care putem stabili simplu expresia tensiunii la bornele condensatorului:

$$u_C(t) = K_o\left(t - t_o\right) + U_{Co} \qquad (8.41)$$

In relaţia (8.41), U_{Co} este tensiunea la bornele condensatorului la începutul intervalului în care semnalul de intrare este constant şi egal cu U. Rezultă ca **tensiunea $u_C(t)$ se modifică liniar**, lucru care face ca circuitele de conversie curent/tensiune, având semnal în formă de impulsuri de tensiune la intrare să se aplice la **generatoarele de tensiune liniar variabilă,** folosite pentru producerea de **tensiuni triunghiulare** şi să fie utilizate la **generatoarele de semnal în formă de dinţi de fierăstrău, modulatoare în durată a impulsurilor, PWM**, etc.

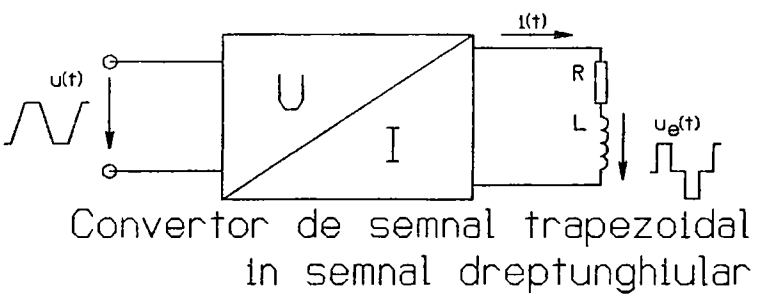

Fig. 8.20. Funcţionarea sursei comandate de curent ca convertor de semnal trapezoidal în semnal dreptunghiular.

Cazul al doilea, când **un circuit serie format dintr-o rezistenţă şi o bobină este conectat la ieşirea unui convertor tensiune/curent** este evidenţiat în Figura 8.20. Si în acest caz presupunem că la intrare se aplică impulsuri de tensiune constantă de valoare +/- U. Pe durata tranziţiei liniare a semnalului de intrare de la o valoare la alta şi curentul de ieşire evoluează liniar şi de aceea:

$$u_e(t) = L_s \frac{d i(t)}{d t} = K L_s \frac{d u(t)}{d t} = U_L = const. \qquad (8.42)$$

In intervalele de timp staţionare, tensiunea de intrare este constantă şi prin urmare:

$$u_e(t) = K L_s \frac{d\,u(t)}{d\,t} = K L_s \frac{d\,U}{d\,t} = 0 \qquad (8.43)$$

Se poate trage imediat concluzia că circuitul convertor de tensiune/curent, cu semnal dreptunghiular la intrare şi sarcină RL poate fi privit ca un **circuit de îngustare a impulsurilor**. Mai mult, dacă semnalul de la intrare este unipolar, **impulsurile de tensiune culese de la ieşire sunt bipolare.** Una dintre aplicaţiile ale circuitului, de mare interes pentru inginerul electrotehnician este în domeniul **circuitelor de sincronizare** a blocurilor de comandă şi reglare la o largă categorie de convertoare electronice de putere.

Analiza se poate continua, **dacă la intrarea circuitului se aplică un semnal triunghiular bipolar, acesta va fi convertit într-un semnal în formă de impulsuri bipolare de tensiune la ieşire.** Lăsăm pe domnii studenţi să analizeze acest regim de funcţionare, apelând la metodele expuse mai sus.

9.CIRCUITE DE MODULARE SI DEMODULARE

Circuitele de modulare şi demodulare reprezintă o categorie specială de aplicaţii necesare în transmiterea de informaţii. Pe de o parte aceste circuite sunt esenţiale pentru tehnica comunicaţiilor. De obicei semnalele purtătoare de informaţie utilă, continue sau în formă de impulsuri, nu sunt compatibile cu principiile transmiterii la distanţă a informaţiei. In acest caz, ele trebuie asociate unui semnal care poate fi trimis de către un emiţător şi apoi preluat şi reconstituit de către un receptor. Procesul prezentat poartă numele de modulare/demodulare şi poate afecta amplitudinea sau frecvenţa semnalului ce se transmite. In raport cu aceasta procesul poartă numele de modulare/demodulare în amplitudine sau, respectiv, în frecvenţă. Pe de altă parte multiple aplicaţii industriale impun şi ele o prelucrare similară a informaţiei. Este vorba de circuite din domeniul automatizărilor electronice, al măsurărilor electrice şi electronice, telecomenzilor, etc. Ambele categorii de funcţiuni electronice prezentate mai sus sunt îndeplinite de circuite similare, putînd fi tratate unitar sub numele de **amplificatoare cu modulare-demodulare**, [16], [79], [80], [81], [82]. In acest capitol, **cu caracter strict informativ**, se vor introduce câteva principii de bază şi se vor exemplifica aplicaţii din domeniul prelucrării semnalelor continue. Nu vor fi detaliate elementele legate de aplicaţiile circuitelor de modulare şi demodulare a impulsurilor, pentru care nu există încă pregătirea necesară. Acestea vor fi abordate în volumul următor al cursului. Nu vor fi studiate nici detalii privind metodele de transmitere la distanţă a semnalelor modulate, aceste chestiuni fiind specifice domeniului de preocupări al specialiştilor în comunicaţii.

Figura 9.1 prezintă schema bloc generală a unui amplificator cu modulare-demodulare, [82]. Circuitul este destinat transmiterii semnalului $u_i(t)$. Ca urmare semnalul de la ieşire, $u_e(t)$, trebuie să reflecte caracteristicile generale ale celui aplicat la intrare, cu minimum de distorsiuni. Elementele principale ale circuitului sunt etajele modulator, demodulator, amplificator de curent alternativ şi generator de purtătoare, asociate cu o serie de filtre. Amplificatorul cu modulare-demodulare poate fi privit ca fiind alcătuit din două unităţi principale: o unitate de modulare a semnalului, numită şi de emisie şi una de demodulare, numită şi de recepţie. Semnalul de intrare este aplicat la intrarea unui filtru trece-jos, F1, care stabileşte domeniul de frecvenţe de lucru al amplificatorului în ansamblul său şi reduce efectul nedorit al zgomotelor de înaltă frecvenţă. Etajul modulator, M, transformă semnalul de intrare, de obicei de joasă frecvenţă, într-un semnal alternativ de frecvenţă egală cu frecvenţa semnalului purtător $u_p(t)$. Acest semnal de frecvenţă f_p poartă numele de semnal modulat şi are o amplitudine care respectă legea de variaţie a semnalului de intrare. Filtrul trece-sus F2 elimină din semnalul de la ieşirea circuitului modulator componenta de curent continuu. Generatorul de purtătoare este un oscilator armonic sau un oscilator de relaxare care produce semnalul modulator $u_p(t)$, carcaterizat prin amplitudine constantă şi frecvenţă f_p constantă. Semnalul

modulat este amplificat în putere de amplificatorul de curent alternativ ACA şi apoi transmis. Partea de recepţie a amplificatorului începe de obicei cu un filtru trece-sus, F3, care suprimă componenta de curent continuu a semnalului generat de către amplificatorul de curent alternativ. Circuitul demodulator, care nu este altceva decât un redresor sincronizat cu funcţia de modulare, reface semnalul de la intrarea amplificatorului cu modulare-demodulare. Filtrul trece-jos F4 elimină eventualele zgomote de înaltă frecvenţă care apar în semnalul demodulat, urmare a proceselor de prelucrare executate.

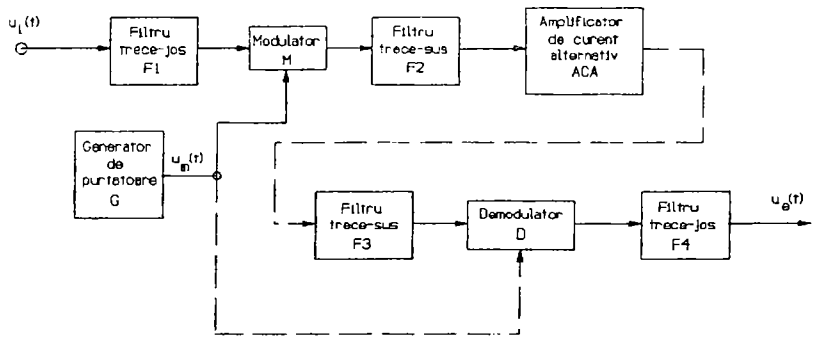

Figura 9.1. Schema bloc generală a unui circuit amplificator cu modulare/demodulare

Se remarcă faptul că generatorul de purtătoare, G, controlează atât etajul modulator cât şi pe cel demodulator. La aplicaţiile din domeniul comunicaţiilor, unde distanţa fizică dintre cele două unităţi ale amplificatorului cu modulare-demodulare este mare, există câte un circuit generator pentru partea de emiţător şi unul pentru partea de receptor. La nevoie ele funcţionează sincronizat, pe principiul calării pe fază, PLL, care se va analiza în capitolul 11. La aplicaţiile industriale obişnuite, satisface în general un singur circuit generator. Detalii asociate cu forme de undă specifice pot fi găsite, de exemplu, în [82]

In continuare se vor face câteva exemplificări referitoare la etajele modulator şi demodulator, având în vedere că celelalte blocuri funcţionale ale amplificatorului cu modulare-demodulare au fost deja studiate pe parcursul acestui curs. Modulatoarele folosite în prezent pot fi cu purtătoare continuă sau în regim de impulsuri. Se poate proceda la modulare în amplitudine sau în frecvenţă.

Figura 9.2 arată modul în care un circuit de multiplicare de 4 cadrane îndeplineşte şi funcţiunea de circuit de modulare în amplitudine, [16], [79], [80], [81]. Să presupunem că semnalul aplicat la intrarea etajului de modulare este:

$$u_i(t) = U_0 + u_m(t) = U_0 + U_m \cos\omega_m t \qquad (9.1)$$

La cealaltă intrare a circuitului se conectează generatorul purtătoarei, care are la ieşire un semnal de forma:

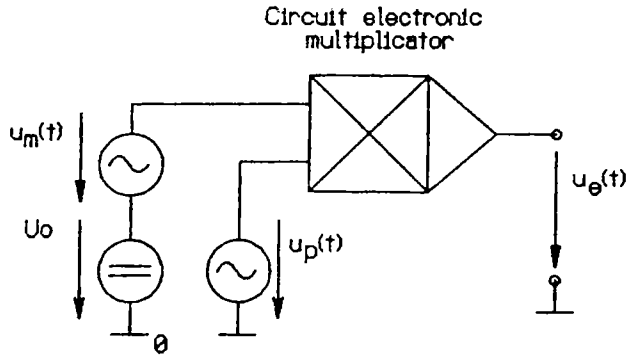

Fig.9.2. Circuit de modulare în amplitudine cu multiplicator electronic de patru cadrane.

$$u_p(t) = U_p \cos\omega_p t \tag{9.2}$$

Ca urmare la ieşirea circuitului de multiplicare va apare un semnal de forma:

$$u_e(t) = K.u_p(t).u_i(t) = K.U_p \cos\dot{\omega}_p t.\left(U_0 + U_m \cos\omega_m t\right) \tag{9.3}$$

Apelând la câteva transformări trigonometrice simple ajungem la următorul rezultat:

$$u_e(t)=K.U_0.U_p \cos\omega_p t+\frac{K.U_m.U_p}{2}\cos\left(\omega_p+\omega_m\right)t+\frac{K.U_m.U_p}{2}\cos\left(\omega_p-\omega_m\right)t \tag{9.4}$$

care ne arată că semnalul conţine purtătoarea nemodulată şi cele două "benzi laterale". Se remarcă faptul că atunci când U_0 este nul nu se transmite purtătoarea. Cazul acesta este aplicat la prelucrarea semnalelor stereofonice. In comunicaţii se poate transmite şi numai una dintre benzile laterale, sistemele respective numindu-se "sisteme cu bandă laterală unică", BLU.

Circuitul din Figura 9.3 exemplifică principiul de realizare al modulării în frecvenţă, [79], [80], [81]. El este alcătuit din trei etaje de circuit electronic. Primul etaj este un comutator electronic realizat în jurul amplificatorului operaţional A1. Dacă potenţialul grilei tranzistorului cu efect de câmp FET1 este nul, atunci acesta conduce şi borna de intrare neinversoare a amplificatorului este conectată la masă. Ca urmare amplificatorul funcţionează ca inversor, tensiunea de la ieşirea sa fiind $-u_i(t)$. Dacă grila de comandă a tranzistorului devine negativă

atunci acesta se blochează. Ca urmare potențialul bornei neinversoare de intrare a amplificatorului operațional devine egal cu $u_i(t)$.

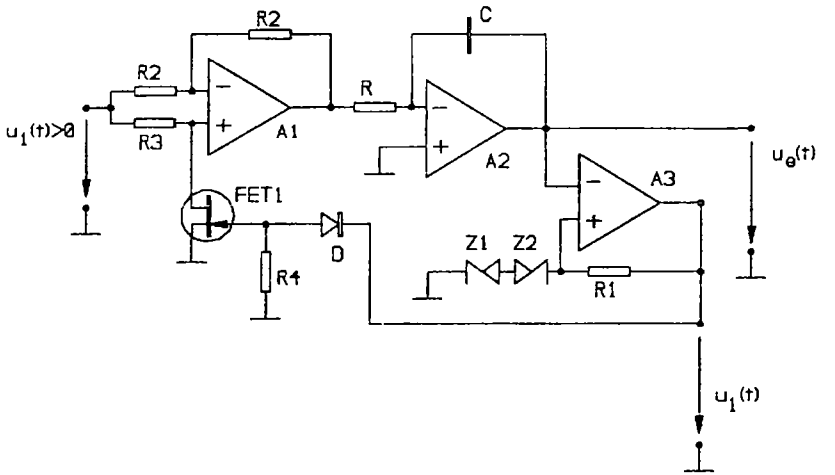

Fig.9.3. Circuit de modulare în frecvență cu trei etaje cu amplificatoare operaționale.

Cum în regim quasistaționar de funcționare $u_p = u_n$, rezistența R_2 din circuitul de intrare nu va fi parcursă de curent. Atunci și curentul prin rezistența de reacție negativă va fi nul și la ieșirea amplificatorului A1 vom regăsi tensiunea de intrare $u_i(t)$. Sintetizând, putem scrie că:

$$u_{eA1}(t) = \begin{cases} -u_i(t) & daca\ u_{GS} = 0 \\ +u_i(t) & daca\ u_{GS} < 0 \end{cases} \qquad (9.5)$$

In circuitul analizat de noi, controlul asupra grilei tranzistorului cu efect de câmp este făcut de către tensiunea de ieșire $u_1(t)$, prin intermediul diodei D și al rezistenței R_4. Acest circuit asigură numai tensiune nulă sau negativă în circuitul grilei tranzistorului. Al doilea etaj este un circuit integrator. Conform celor studiate în capitolul 6, panta de variație a tensiunii de ieșire va fi:

$$\frac{du_e(t)}{dt} = \pm\frac{u_i(t)}{R.C} \qquad (9.6)$$

Ultimul etaj este un comparator cu histereză, numit şi circuit "Trigger Schmitt". El va fi studiat detaliat în volumul următor al cursului. Aici precizăm doar că el este un circuit oscilator, cu reacţie pozitivă, tensiunea sa de ieşire luând doar valorile +/- U_{max}, de saturare a amplificatorului operaţional. Bascularea dintr-o stare în cealaltă se face atunci când semnalul aplicat la intrarea sa, $u_c(t)$, ia valorile +/- U_Z. Ca urmare, datorită prezenţei circuitului integrator, la ieşirea circuitului comparator vom avea un semnal dreptunghiular cu frecvenţa:

$$f = \frac{1}{4.R.C} \cdot \frac{u_i(t)}{U_Z} \tag{9.7}$$

Dacă această frecvenţă este suficient de mare atunci putem admite că pe durata fiecărui semiciclu de funcţionare semnalul de intrare rămâne practic constant. Atunci şi panta de variaţie dată de relaţia (9.5) este constantă şi $u_c(t)$ devine de formă triunghiulară. Atât $u_c(t)$, cât şi $u_i(t)$ sunt semnale care au frecvenţa proporţională cu valoarea instantanee a semnalului aplicat la intrare, deci sunt modulate în frecvenţă. Ca urmare, oricare dintre ele se pot aplica etajului amplificator de putere.

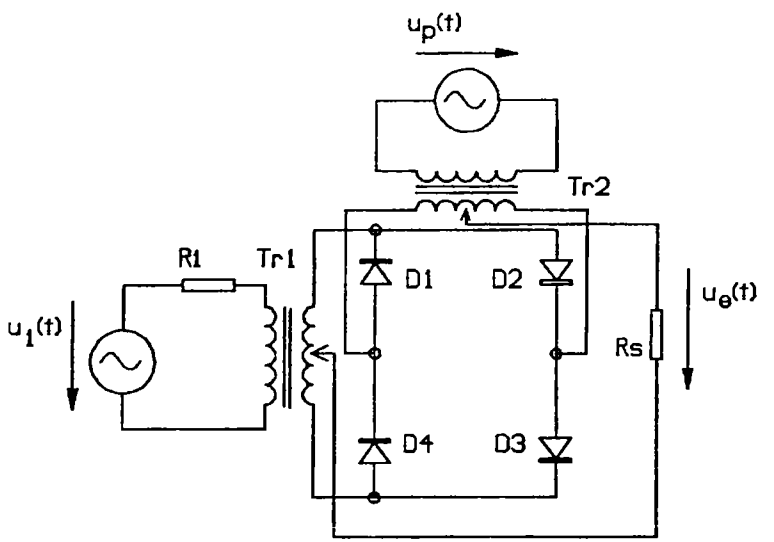

Fig.9.4. Circuit simplu de demodulare "în inel", cu diode.

In literatura tehnică de specialitate, [16], [24], [35], [40], [79], [80], [81], [82], pot fi găsite detalii suplimentare privind etajul modulator al circuitelor amplificatoare cu modulare/demodulare. Se poate menţiona faptul că există variante de circuite cu tranzistoare

bipolare, cu tranzistoare cu efect de câmp sau care folosesc generator Hall sau diode varicap. Evident, utilitatea deosebită a circuitelor de modulare a făcut ca ele să fie realizate şi sub forma de circuite integrate specializate. In [86], de exemplu, este prezentat un astfel de circuit, asociat cu aplicaţii concrete ca modulator în amplitudine, modulator simetric în contratimp, chopper, amplificator comandat în tensiune, dublor de frecvenţă sau mixer. Evident că în documentaţiile de firmă sau pe reţeaua internet se pot găsi şi alte variante, mai noi şi superioare. Exemplul din [86] trebuie reţinut deoarece constituie o structură reprezentativă, de la care au pornit dezvoltările ulterioare.

Etajul de recepţie al semnalului modulat conţine ca element principal circuitul de demodulare. In principiu, demodulatorul nu este altceva decât un circuit redresor sensibil la fază şi realizat cu diode sau tranzistoare.

Figura 9.4 prezintă circuitul foarte frecvent utilizat al unui demodulator cu diode. In general diodele folosite sunt de tip varicap. Amplitudinea semnalului purtător, $u_p(t)$, trebuie să fie cel puţin cu un ordin de mărime mai mare decât amplitudinea semnalului de demodulat, $u_i(t)$. In acest context, într-o semialternanţă a purtătoarei conduc diodele superioare, D_1 şi D_2 iar în cealaltă semialternanţă diodele inferioare D_3 şi D_4. Din acest motiv acest circuit este cunoscut şi sub numele de demodulator în inel. Are avantajul simplităţii dar performanţele sale limitate recomandă folosirea circuitelor de demodulare cu tranzistoare. Acestea pot fi de tip paralel monoalternanţă sau de tip dublă alternanţă, în configuraţie paralel sau serie.

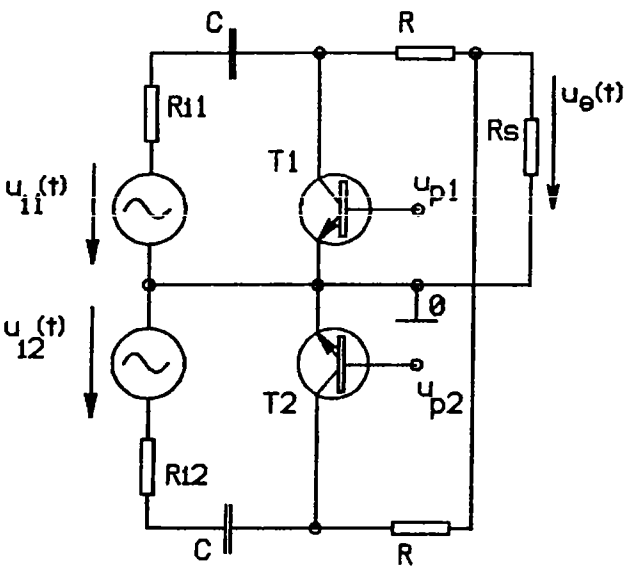

Fig.9.5. Circuit de demodulare paralel dublă alternanţă.

Figura 9.5 ilustrează circuitul unui demodulator paralel, dublă alternanţă. Se constată că este vorba de topologia unui circuit de redresare cu nul, la care, prin comanda sincronizată a celor două tranzistoare se extrage semnalul util de joasă frecvenţă din semnalul modulat transmis. Pentru detalii se recomandă consultarea bibliografiei recomandate unde, pentru aplicaţii de uz industrial general, se pot găsi inclusiv multiple exemple de amplificatoare cu modulare/demodulare complete.

10.FILTRE ACTIVE

In primul volum al cursului, [62], în capitolul 2, au fost analizate câteva circuite electrice simple, care îndeplinesc funcţiunea de filtru pasiv. Aceeaşi problemă a fost analizată şi la disciplinele de Bazele fizice ale electrotehnicii, [74]. Folosind circuite electronice se pot sintetiza o serie de noi circuite de filtrare, numite filtre active analogice, deoarece conţin şi cel puţin un dispozitiv electronic activ, [16], [24], [35], [79], [80], [81].

10.1.Principii de funcţionare a filtrelor active.

Funcţionarea filtrelor active analogice, [16], se bazează pe faptul că pornind de la un circuit electronic bazat pe componente electronice active, asociat cu o reţea pasivă de rezistoare şi condensatoare, se poate sintetiza orice funcţie de transfer, cu polii situaţi oriunde în semiplanul stâng al planului complex. In general clasificarea filtrelor active se face în raport cu tipul circuitului activ folosit. In acest context sunt cunoscute filtre active analogice cu amplificator ideal de tensiune, cu amplificator ideal de tensiune cu câştig scăzut, cu convertor de impedanţă negativă, cu girator sau cu buclă de reglare automată cu calare pe fază, PLL. Asociat investigării unor filtre active, în acest capitol se vor prezenta şi subcircuitele specifice, care încă nu au fost studiate pe parcursul acestei lucrări.

Introducerea filtrelor active a răspuns necesităţii de a se dispune de circuite performante, care în raport cu filtrele pasive se caracterizează prin gabarit redus, greutate mică, factor de calitate ridicat, posibilitate de integrare în circuite integrate hibride. De asemenea, folosind filtrele active, se poate lucra la frecvenţe foarte scăzute, cu utilizarea de valori uzuale pentru capacităţi şi rezistenţe.

10.2.Câteva exemple de filtre active.

In acest paragraf, în mod informativ, se vor analiza filtrele active cu amplificator ideal de tensiune, cu amplificator ideal de tensiune cu câştig scăzut, cu convertor de impedanţă negativă şi cu girator. Filtrele active cu buclă de reglare automată cu calare pe fază, fiind folosite mai rar, nu se vor studia în această lucrare. Cum principiul circuitului PLL va fi abordat în capitolul următor, la nevoie, utilizatorii, prin documentare adecvată, vor putea aborda şi această problemă. Pentru sinteza concretă a circuitelor ce vor fi prezentate în continuare, cititorul va trebui să apeleze în mod obligatoriu la bibliografia indicată sau la altele echivalente, deoarece, în contextul acestui curs universitar, autorul consideră ca inutilă copierea tabelelor ce sintetizează algoritmii practici de proiectare.

Filtrele active cu **amplificatoare cu câştig infinit** folosesc ca element activ de circuit electronic un amplificator operaţional cu parametri cât mai apropiaţi posibil de amplificatorul operaţional ideal, aşa cum a fost el definit în capitolul 5, paragraful 5.3. Sunt cunoscute următoarele trei tipuri de circuite de acest fel: circuite cu reacţie simplă, circuite cu reacţie multiplă şi circuite cu simularea funcţiei de transfer prin integrări şi sumări.

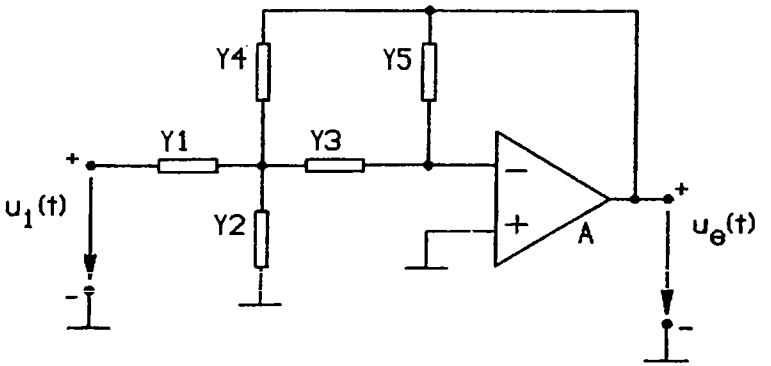

Fig. 10.1. Filtru activ cu amplificator cu câştig infinit şi reacţii multiple.

Figura 10.1 prezintă un **filtru activ cu amplificator cu câştig infinit şi reacţie multiplă.** Conform [16], funcţia de transfer realizată de circuit este:

$$H(s) = \frac{u_e(s)}{u_i(s)} = \frac{-Y_1 . Y_3}{Y_5 . (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 . Y_4} \qquad (10.1)$$

Tot în lucrarea indicată se pot găsi, sub forma tabelară, relaţiile de calcul a filtrelor active din această categorie şi având caracter de filtru trece-jos, trece-sus sau trece-bandă.

Figura 10.2 se referă la schema generală a filtrelor active **cu amplificator cu câştig scăzut.** Subcircuitul încadrat cu linie punctată este tocmai amplificatorul cu câştig scăzut, k, realizat cu ajutorul amplificatorului operaţional ideal A. Se constată că circuitul este de fapt un amplificator neinversor de tensiune, caracterizat prin rezistenţă de intrare practic infinită, rezistenţă de ieşire practic nulă şi factor de amplificare:

$$k = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \qquad (10.2)$$

ce în mod uzual ia valori între 1 şi 10. In aceste condiţii, pentru circuitul din Figura 10.2, funcţia de transfer are forma:

$$H(s) = \frac{u_e(s)}{u_i(s)} = \frac{k.Y_1.Y_3}{Y_4.(Y_1 + Y_2 + Y_3) + \left[Y_1 + Y_2(1-k)\right].Y_3} \qquad (10.3)$$

Pentru categoriile de filtre trece-jos, trece-sus şi trece-bandă, realizate cu amplificator cu câştig scăzut, pe baza relaţiei (10.3), tot în [16] pot fi găsite toate relaţiile de calcul şi proiectare necesare.

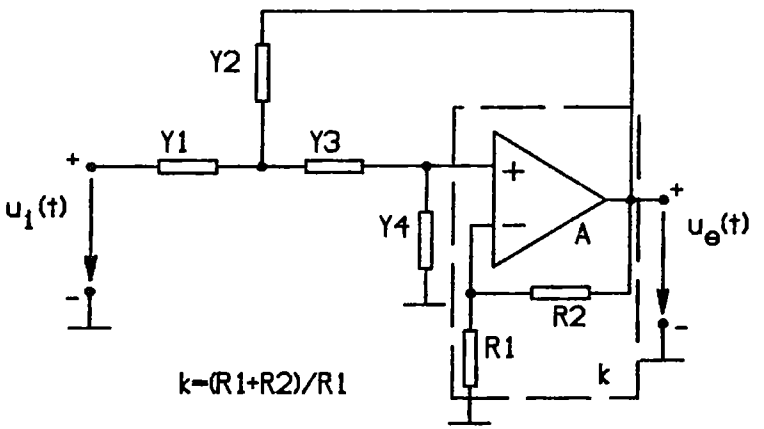

Fig. 10.2. Filtru activ cu amplificator cu câştig scăzut.

Un exemplu de filtru activ trece bandă, realizat cu convertor de impedanţă negativă este arătat în Figura 10.3. Elementul principal al filtrului este subcircuitul evidenţiat în chenarul punctat, care este un cuadripol, numit convertor de impedanţă negativă. Teoria aferentă acestui convertor este detaliat prezentată în [79], [80], [81]. Se poate demonstra simplu că cele două proprietăţi specifice ale subcircuitului constau în faptul că tensiunea de la ieşirea sa este egală cu cea aplicată la intrare:

$$u_2(t) = u_1(t) \qquad (10.4)$$

şi că curentul de intrare este proporţional cu cel de la ieşire:

$$i_1(t) = -\frac{R_4}{R_3}.i_2(t) = -K.i_2(t) \qquad (10.5)$$

constanta de proporţionalitate având valori negative. Impărţind cele două relaţii de mai sus, [16], se obţine relaţia semnificativă:

$$Z_1 = -\frac{1}{K}.Z_2 \tag{10.6}$$

Această relaţie ne arată că dacă la ieşire conectăm o impedanţă de valoare Z_2, ea este "văzută" la intrare ca o altă impedanţă, de K ori mai mică şi cu semn negativ. Deci subcircuitul, aşa cum rezultă şi din denumirea sa, simulează impedanţe negative.

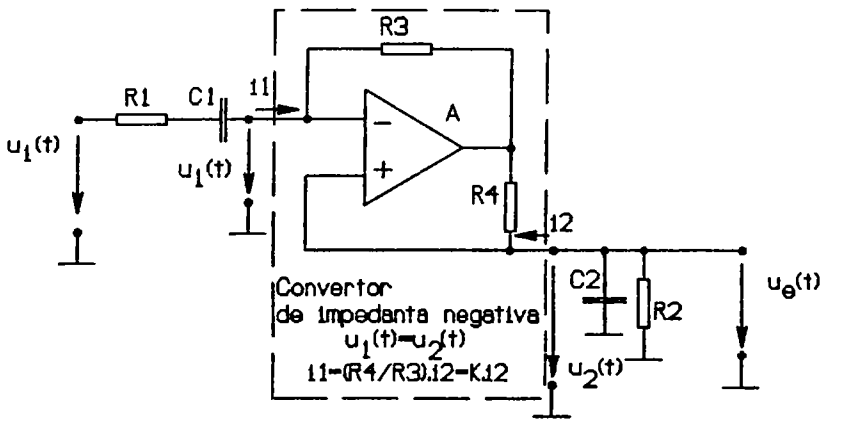

Fig. 10.3. Filtru activ trece-bandă, realizat cu convertor de impedanţă negativă.

In acest context, filtrul din Figura 10.3 seamănă foarte mult cu filtrul pasiv trece-bandă, cu reţea Wien, analizat detaliat în volumul I al prezentei lucrări, [62], funcţionarea fiind asemănătoare, atenuarea complexă devenind însă:

$$\underline{A} = \frac{-\frac{1}{K}.\underline{Z}_p}{\underline{Z}_s - \frac{1}{K}.\underline{Z}_p} \tag{10.7}$$

Pulsaţia proprie ω_0 a circuitului, corespunzătoare frecvenţei de trecere rămâne neschimbată.

Avantajele circuitului constau pe de o parte în faptul că există o libertate mai mare în stabilirea performanţelor filtrului şi pe de altă parte în faptul că curentul de ieşire nu mai este

furnizat de generatorul semnalului de intrare ci de către elementul activ folosit, (amplificatorul operațional). Mărimile caracteristice și algoritmul de proiectare pot fi consultate în [16].

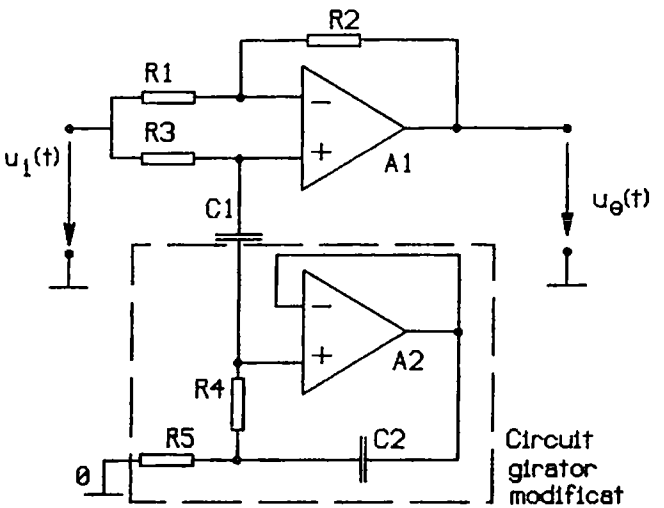

Fig. 10.4. Filtru opreşte-banda realizat cu circuit girator modificat

Ultimul exemplu pe care îl abordăm în acest capitol se referă la circuitul unui filtru analogic activ, de tip opreşte-bandă, realizat cu subcircuit girator modificat, Figura 10.4, [16]. Circuitul girator, [79], [80], [81], este şi el un cuadripol activ, care are proprietatea că curentul măsurat pe partea de intrare este proporţional cu tensiunea de la ieşire, respectiv, curentul de pe partea de ieşire este proporţional cu tensiunea de la intrare. Notând cu indice 1 mărimile de la intrare şi cu indice 2 pe cele de la ieşire, prin definiţie, pentru circuitul girator sunt valabile relaţiile:

$$I_1 = \frac{U_2}{R} \tag{10.8}$$

şi:

$$I_2 = \frac{U_1}{R} \tag{10.9}$$

în care R este rezistenţa rezistoarelor folosite. Conectând o impedanţă $\underline{Z}_2$ la ieşire, se poate arăta simplu că ea este "văzută" la intrare de valoare:

$$\underline{Z}_1 = \frac{R^2}{\underline{Z}_2} \tag{10.10}$$

Ca urmare dacă la ieşirea circuitului girator conectăm un condensator, la intrare vom "vedea" impedanţa:

$$\underline{Z}_1 = j.\omega.R^2.C \tag{10.11}$$

Putem spune că circuitul girator simulează o inductanţă fără pierderi, cu valoarea inductivităţii $L = R^2C$. Pe această proprietate remarcabilă a circuitului girator se bazează folosirea sa la implementarea filtrelor active analogice asemănătoare filtrelor LC.

Filtrul din Figura 10.4 foloseşte un circuit girator modificat care simulează o inductanţă cu pierderi, care are impedanţa operaţională:

$$Z(s) = 2R + s.R^2.C \tag{10.12}$$

In relaţia de mai sus $R = R_4 = R_5$ şi $C = C_2$. Pulsaţia proprie a circuitului, corespunzător frecvenţei de blocare, este:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1.C_2.R_4.R_5}} \tag{10.13}$$

Celelalte relaţii specifice şi algoritmul de calcul se pot consulta în [16].

Inainte de a încheia acest capitol trebuie subliniat faptul că au fost prezentate doar câteva circuite semnificative. S-au abordat filtre de ordinul 2, cele cu un amplificator operaţional şi un singur pol fiind neeconomice. In [79], [80], [81], de exemplu, pot fi consultate şi alte variante de filtre analogice active, de tip Butterworth, Cebîşev, Bessel, etc., inclusiv de ordin superior.

In prezent, mai ales în sistemele de comandă şi reglare numerică se folosesc des şi filtrele numerice. Ele nu vor fi abordate în acest curs universitar de electronică deoarece fac obiectul investigaţiilor de la alte discipline prevăzute în actualele planuri de învăţământ.

11. CIRCUITE CU CALARE PE FAZA, PLL

Circuitele cu calare pe fază, "Phase-Locked Loop" în literatura tehnică de limba engleză, [8], [16], [24], [35], [69], [79], [80], [81], au fost puse la punct şi aplicate pentru prima dată în anul 1932, pentru recuperarea purtătoarei unui semnal modulat în amplitudine, în vederea detecţiei sincrone. Deci principiul acestui circuit de reglare automată a fost utilizat la început în comunicaţii. Multiplele sale aplicaţii îl fac însă şi în prezent actual.

Pentru înţelegerea principiului de funcţionare al circuitelor cu calare automată pe fază ne vom referi în continuare la schema bloc din Figura 11.1, [8].

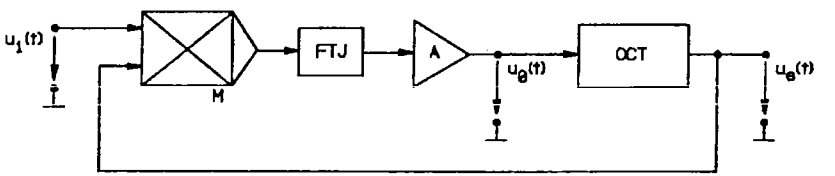

Fig. 11.1 Schema bloc principială pentru circuite cu calare automată pe fază, PLL.

Principalele etaje ale circuitului sunt detectorul sensibil la fază, [16], format dintr-un circuit de multiplicare, M şi un filtru trece-jos, FTJ, amplificatorul de curent continuu, A şi oscilatorul comandat în tensiune, OCT. Să admitem că semnalul de intrare, $u_i(t)$ este zero. In acest caz semnalul $u_o(t)$ de la ieşirea amplificatorului de curent continuu este constant şi corespunde nivelului de tensiune continuă de la punctul static de funcţionare. Oscilatorul comandat în tensiune oscilează liber, semnalul cules de la ieşirea sa fiind, [8]:

$$u_e(t) = \sqrt{2}.B.\cos\left[\omega_0.t + \theta_e(t)\right] \qquad (11.1)$$

Într-adevăr, semnalul de intrare fiind nul, la ieşirea circuitului de multiplicare avem de asemenea semnal nul. Să admitem acum că la intrarea circuitului se aplică semnalul:

$$u_i(t) = \sqrt{2}.A.\sin\left[\omega_0.t + \theta_i(t)\right] \tag{11.2}$$

La ieşirea circuitului de multiplicare va apare un semnal de forma:

$$\begin{aligned} u_\varphi(t) &= K_\varphi.u_i(t).u_e(t) = \\ &= K_\varphi.A.B.\left\{\sin\left[\theta_i(t) - \theta_e(t)\right] + \sin\left[2.\omega_0.t + \theta_i(t) + \theta_e(t)\right]\right\} \end{aligned} \tag{11.3}$$

Filtrul trece jos reţine din relaţia (11.3) numai termenul de joasă frecvenţă:

$$u_{01}(t) = K_\varphi.A.B.\sin\left[\theta_i(t) - \theta_e(t)\right] \tag{11.4}$$

care reflectă tocmai abaterea dintre faza semnalului de intrare şi faza semnalului de ieşire. Modul de lucru descris mai sus pentru etajul detector sensibil la fază corespunde modului de operare cu caracteristică sinusoidală. Tehnic mai sunt realizabile şi moduri de operare cu caracteristică triunghiulară sau în dinte de fierăstrău.

Semnalul $u_{01}(t)$, amplificat, se aplică la intrarea oscilatorului comandat în tensiune, care modifică astfel frecvenţa şi faza semnalului de ieşire, $u_e(t)$, încât abaterea dată de relaţia (11.4) să tindă să se anuleze. Spunem că semnalul de ieşire s-a calat pe faza semnalului de intrare. Pentru ca procesul descris să se poată stabili, este nevoie ca abaterea dintre frecvenţa semnalului de intrare şi frecvenţa proprie de oscilaţie a etajului OCT să se găsească într-o bandă numită bandă de captură. După ce procesul de calare pe fază a avut loc, circuitul lucrează corect, atât timp cât abaterea dintre frecvenţa semnalului de intrare şi frecvenţa proprie de oscilaţie a OCT se găseşte într-o bandă numită bandă de urmărire. Este evident că banda de urmărire este mai largă decât banda de captură.

Prezentarea generală a circuitelor PLL poate fi consultată în [16] sau [79], [80], [81]. Analiza detaliată şi modelarea completă este disponibilă în [8].

Etajele multiplicator, filtru trece-jos şi amplificator de curent continuu sunt bine documentate în capitolele anterioare ale prezentei lucrări. In capitolul 7 a fost descris şi un oscilator comandat în tensiune. In tehnica circuitelor PLL se mai folosesc oscilatoare comandate cu diode varicap şi, mai ales, cu circuit integrator şi circuit basculant Schmitt. Inainte de a încheia acest scurt capitol informativ, în Figura 11.2, [16], este prezentat un astfel de circuit oscilator comandat în tensiune deoarece această configuraţie este preferată şi în circuitele integrate monolitice cu calare pe fază. Convertorul tensiune/curent generează un curent modificat proporţional cu abaterea de fază. Acest curent încarcă prin dioda D_2 condensatorul C. Când se atinge pragul superior de basculare al circuitului basculant, tranzistorul T_3 comandă tranzistoarele T_1 şi T_2 în aşa fel încât primul preia curentul convertorului tensiune/curent iar cel de al doilea descarcă condensatorul sub acelaşi curent i. Este evident că tensiunea de ieşire este dreptunghiulară iar cea de la bornele condensatorului triunghiulară.

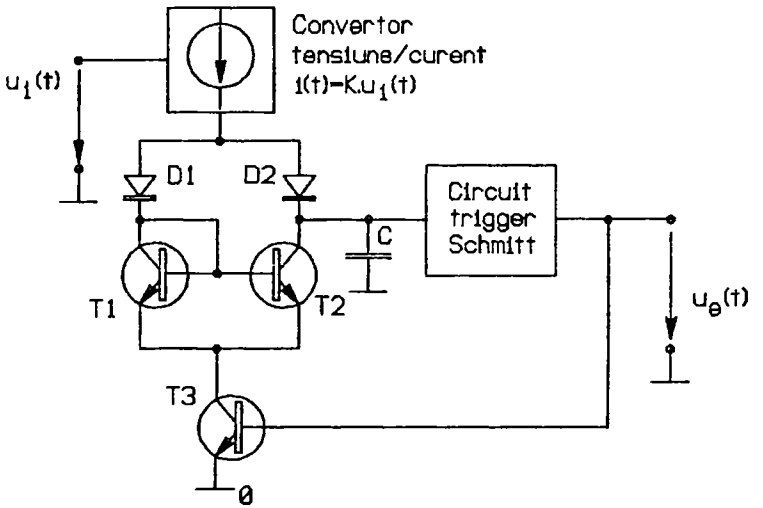

Fig. 11.2. Oscilator comandat în tensiune cu circuit de integrare şi circuit basculant trigger Schmitt.

Circuitele cu calare pe fază au multiple aplicaţii în electronică. Putem menţiona: demodulare MF, conversie frecvenţă/tensiune cu întreruperea buclei interne de reacţie, sincronizare de frecvenţă, multiplicare de frecvenţă, circuite generatoare de funcţii sinusoidale/triunghiulare/dreptunghiulare, filtre pentru semnale cu zgomot de bandă largă, circuite de decalare de frecvenţă, etc. Detalii se pot consulta mai ales în lucrarea [8].

12.BIBLIOGRAFIA

1.Alexa, D.; Hrubaru, O. - Aplicaţii ale convertoarelor statice de putere, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1989.

2.Alexa, D.; Gâtlan, L.; Ionescu, F.; Lazăr, A. - Convertoare de putere cu circuite rezonante, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1998.

3.Ardelean, I. şi col. - Circuite integrate CMOS, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1986.

4.Balabanian, N.; Bickart, T. - Teoria modernă a circuitelor, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1975.

5.Barna, A. - Amplificatoare operaţionale, 222 exemple şi probleme, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1974.

6.Bayerer, R.; Teigelkötter, J. - IGBT - Halbbrücken mit ultraschnellen Dioden, etz Bd. 108(1987), Heft 19, Seite 922 - 924, 1987.

7.Bober, G.; Heumann, K.; Papp, G. - Qualification of IGBT's and SIRET for high frequency inverter application, Archiv für Elektrotechnik 74(1990), pp.3 - 14, 1990.

8.Bodea, M. şi col. - Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol.I, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1982.

9.Bodea, M. şi col. - Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol.II, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1983.

10.Bodea, M. şi col. - Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol.III, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1984.

11.Bodea, M. şi col. - Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol.IV, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1985.

12.Bodea, M. şi col. - Diode şi tiristoare de putere, Manual de utilizare, volumul I, Performanţe, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1989.

13.Bodea, M. şi col. - Diode şi tiristoare de putere, Manual de utilizare, volumul II, Aplicaţii, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1989.

14.Bösterling, W.; Kaussen, F.; Sommer, K.H.; Tscharn, M. - IGBT - Modules in Inverters: Concept, Gate Drive, Fault Protection, PEMC'90, Power Electronics and Motion Control Conference, pp.35 - 41, Budapest, Hungary, 1990.

15.Brown, C. - Tranzistoare. Intrebări şi răspunsuri, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1976.

16.Bulucea, C. şi col. - Circuite integrate liniare, Editura Tehnică Bucureşti, România, 1975.

17.Călin, S.; Dumitrache, I.; Dimo, P. - Automatizări electronice, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, România, 1973.

18.Coloşi, T. - Elemente de electronică şi automatică, Litografia UTC-N, Cluj, România, 1972.

19.Coloşi, T. - Teoria sistemelor şi a reglării automate, Litografia UTC-N, Cluj, România, 1982.

20.Coloşi, T. şi col. - Method for Numerical Modelling and Simulation, Mediamira Science Publisher, Cluj, Romania, 2002.

21.Csáki, F. şi col. - Teljesitményelektronika, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1973.

22.Csáki, F. şi col. - Teljesitményelektronika. Példatár, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1975.

23.Dan, I.; Moseanu, Al. - Redresoare cu semiconductoare, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1975.

24.Dascălu, D. şi col. - Dispozitive şi circuite electronice, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, România, 1982.

25.Dascălu, D. şi col. - Dispozitive şi circuite electronice, Probleme, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, România, 1982.

26.Dünn, W.C. - Driving and Protection of High Side NMOS Power Switches, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.28, No.1, pp.26 - 30, January - February, 1992.

27.Erickson, R.W. - Fundamentals of Power Electronics, University of Colorado, Boulder, USA, 2003,(available on the WEB).

28.Eschrich, F. - IGBT Modules Simplify Inverter Design, Power Conversion & Intelligent Motion, PCIM - Europe, No.4, July/August 1996, pp.284 - 286, Nürnberg, Germany, 1996.

29.Fărcaş, C.; Petreuş, D.; Palaghiţă, N. - Imbunătăţirea factorului de putere în sistemele moderne de alimentare, Editura Risoprint, Cluj, România, 2003.

30.Feier, I. şi col. - Dioda Zenner. Aplicaţii, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1975.

31.Ferenczi, O. - Teljesitményszabályozó áramkörök, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1981.

32.Feştilă, Cl.; Szakács, E.; Ciura, J. - Power electronics in automatic control, Mediamira Science Publisher, Cluj, Romania, 1999.

33.Feştilă, Cl. şi col. - Electronică de putere în automatică, Editura Mediamira, Cluj, România, 2004

34.Goldenberg, L.M. - Teoria şi calculul circuitelor de impulsuri, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1972.

35.Gray, P.E.; Searle, C.E. - Bazele electronicii moderne, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1973.

36.Gray, P.R.; Meyer, R.G. - Circuite integrate analogice, Analiză şi proiectare, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1983.

37.Házmán, I. - Elektronikai erösitök, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1979.

38.Hăngănuţ, M. - Automatica, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, România, 1971.

39.He, X.; Williams, B.W.; Finney, S.J.; Qian, Z. - Snubber Energy Recovery Circuits with Soft - clamping for High Power Inverter Applications, EPE Journal, Vol.6, No.1, May 1996, pp.16 - 21, 1996.

40.Herşcovici, H. - Circuitele integrate în aparatura de automatizare, Seria Electronică, Automatică, Management, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1976.

41.Heumann, K.; Stumpe, A.C. - Tirisztortechnika, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1974.

42.Heumann, K. - A teljesitményelektronika alapjai, Müszaki Könyvkiadó Budapest, Hungary, 1979.

43.Hibberd, R., G. - Circuite integrate. Intrebări şi răspunsuri, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1975.

44.Hillebrand, F.; Heierling, H. - Térvezérlésü tranzisztorok analog és digitális áramkörökben, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1975.

45.Kelemen, A.; Maria Imecs - Mutatoare, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, România, 1978.

46.Kelemen, A. şi col. - Mutatoare. Aplicaţii, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, România, 1980.

47.Kelemen, A.; Maria Imecs; Marschalko, R.; Voiculescu, E.; Koos, F.; Broscoi, A. - Electronică Industrială. Mutatoare, Indrumător de laborator, vol.I, Lito IPC-N, Cluj, România, 1982.

48.Kelemen, A.; Maria Imecs - Electronică de putere, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, România, 1983.

49.Kocsis, M. - Félvezetösimpulzustechnika, Müszaki Könyvkiadó Budapest, Hungary, 1973.

50.Kolar, J.W.; Ertl, H. - Status of the Techniques of Three - Phase PWM Rectifier Systems with Low Effects on the Mains, PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Seminar 27, Nürnberg,, Germany, 1999.

51.Lambert, M. - Teljesitmény szabályzok integrált áramkörei, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1980.

52.Lokuta, F.; Heisig, M.; Arlt, B. - IGBT - das Kürzel für moderne Leistungselektronik, Elektronik 15/1991, Seite 82 - 87.

53.Loska, P. - Kisteljesitményü motorok tirisztoros szabáljozása, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1981.

54.Loska, P. - Tirisztor mérések, Müszaki Könyvkiadó Budapest, Hungary, 1981.

55.Loska, P. - Az egyrétegü tranzisztor alkalmazása, Müszaki Könyvkiadó Budapest, Hungary, 1979.

56.Lungu, S.; Voiculescu, E.; Palaghiță, N. - Dispozitive şi circuite electronice, Indrumător de laborator, Lito. IPC-N, Cluj, România, 1983.

57.Matlac, I. - Convertoare electroenergetice, Editura Facla, Timişoara, România, 1987.

58.Măgureanu, R.; Micu, D. - Convertizoare statice de frecvenţă in acţionări cu motoare asincrone, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1985.

59.Marschalko, R. - Convertoare de putere pentru reglarea vitezei motoarelor asincrone prin orientare dupa câmp, Teză de doctorat, Facultatea de Electrotehnică, Universitatea Tehnică Cluj, România, 1989.

60.Marschalko, R. - Convertoare de ca/cc cu modulare în durată a impulsurilor, Editura Mediamira, Cluj, România, 1997.

61.Marschalko, R.; Micu, D.O. - Convertoare de ca/cc cu modulare în durată a impulsurilor şi aplicaţii, Editura Mediamira, Cluj, România, 1997.

62.Marschalko, R. - Electronica pentru ingineri electrotehnicieni, Vol. I, Dispozitive şi circuite electronice fundamentale, Editura Mediamira, Cluj, România, 2003.

63.Marschalko, R.; Bojan, M.; Salomir, C. - Electronica pentru ingineri electrotehnicieni. Ghid practic pentru seminar şi laborator, Vol. I, Editura Mediamira, Cluj, România, 2004.

64.Morris, R.L.; Miller, J.R. - Proiectarea cu circuite integrate TTL, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1974.

65.Mourick, P. - IGBT Module Application and Control, SEMIKRON Application News, SEMIKRON INTERNATIONAL, Dr. Fritz Martin GmbH & Co. KG, Germany, 1992.

66.Negreanu, M. şi Băluţă, Gh. - De la efectul fotoelectric la celula solară, Editura Albatros, Bucureşti, România, 1981.

67.Palaghiţă, N. - Electronică de putere, Partea I, Dispozitive semiconductoare de putere, Editura Mediamira, Cluj, România, 2002.

68.Pontriaguine, L. şi col. - Théorie mathématique des processus optimaux, Editions MIR, Moscou, 1974.

69.Râpeanu, R. şi col. - Circuite integrate analogice, Catalog, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1983.

70.Redl, R. - Achieving Compliance with New Line - Harmonics Regulations, PCIM'96, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Seminar 5, Nürnberg, Germany, 1996.

71.Rinehart, L.; Grafham, D. - Half Bridge Driver Chipsets, Power Conversion & Intelligent Motion, PCIM Europe, August/September, pp.202 - 210, 1991.

72.Roïtenberg, I.N. - Théorie du contrôle automatique, Editions MIR, Moscou, 1974.

73.Silard, A.P. - Tiristoare cu blocare pe poartă, GTO, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1990.

74.Simion, E. - Electrotehnică, Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, România, 1977.

75.Skinner, A. - IGBT Plus for Motor Drive Applications, Power Conversion & Intelligent Motion, PCIM - Europe, No.4, July/August 1996, pp.274 - 277, 1996.

76.Sztojanov, I.; Paşca, S. - Analiza asistată de calculator a circuitelor electronice, Ghid practic, PSpice, Editura Teora, Bucureşti, România, 1997.

77.Străinescu, I. - Variatoare statice de tensiune continuă, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1983.

78.Străinescu, I.; Condruc, M. - Tiristorul, caracteristici, comandă, protecţie, utilizări, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1983.

79.Tietze, U.; Schenk, Ch. - Halbleiter - Schaltungstechnik, Springer Verlag, Berlin - Heidelberg - New-York, Deutschland, 1980.

80.Tietze, U.; Schenk, Ch. - Analog és digitális áramkörök. Integrált és diszkrét félvezetök kapcsolástechnikája, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1981.

81.Tietze, U.; Schenk, Ch. - Halbleiter - Schaltungstechnik, Zehnte Auflage, Springer Verlag, Berlin - Heidelberg - New York - London -Paris - Tokyo - Hong Kong - Barcelona - Budapest, Deutschland, 1993.

82.Vătăşescu, A. şi col. - Circuite cu semiconductoare în industrie, Amplificatoare şi oscilatoare, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1971.

83.Vătăşescu, A. şi col.- Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1975.

84.Vladimirescu, A. - SPICE, Editura Tehnică, Bucureşti, România, 1999

85.X X X - Das TTL - Kochbuch - herausgegeben von Texas Instruments Deutschland GmbH, Applikationslabor, TEXAS - TTL Receptek, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1978.

86.X X X - Integrierte Linear - und Interface - Schaltungen, Texas Instruments Deutschland GmbH, Learning Center, TEXAS - Analog és illesztö integrált áramkörök, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1979.

87.X X X - Das OPTO - Kochbuch, Texas Instruments Deutschland GmbH, Learning Center, TEXAS. Optoelektronikai Receptek, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1979.

88.X X X - Power Transistor and Mosfet Applications, MOTOROLA Inc., Switzerland, 1983.

89.X X X - SCR MANUAL, Including triacs and other Thyristors. Sixth Edition, GENERAL ELECTRIC, Prepared by Application Engineering Centers Auburn, New-York and Paris, France, Editors -D.R.Grafham; F.B.Golden, Auburn, USA, 1979.

90.X X X - Advantageous control of bipolar power transistors, AEG, Technical Information 15, Germany, 1991.

91.X X X - Power transistor modules, Technical Information, AEG Aktiengesellschaft, Industriekomponenten, Edition 1987, Germany, 1987.

92.X X X - IGBT - Powerblocks, Technical Information, AEG Aktiengesellschaft, Leistungshaibleiter, Edition 1989, Germany, 1989.

93.X X X - Power Semiconductors, SIPMOS and IGBT, Product Information, Published by Semiconductor Group, SIEMENS Aktiengesellschaft, Germany, 1992.

94.X X X - To control IGBT modules: characteristics - electronics -drivers, EUPEC, AEG & SIEMENS, Europäische Gesellschaft für Leistungshalbleiter mbH + Co KG, Technical Information 16, Germany, 1991.

95.X X X - Design in IGBTS - Motor Drive Applications, Toshiba - Glyn GmbH, December 1990, Germany, 1990.

96.X X X - SEMIKRON Innovation + Service, Power Electronics - Leistungselektronik' 99, Nürnberg, Germany, 1999.

97.X X X - National Power ICs Databook, NATIONAL SEMICONDUCTOR, Crawfordsville, USA, 1995.

98.X X X - Power Components, The databook, dc-dc converters, transformers, inductors, NEWPORT COMPONENTS, Milton Keynes MK14 5NA, England, 1996.

99.X X X - Halbleiter 1999/2000, IXYS Semiconductor GmbH, Lampertheim, Germany, 1999

100.X X X - Power Semiconductors. Application Notes for Industrial Electronics, Product Information 05.97, SIEMENS Aktiengesellschaft, Nürnberg, Germany, 1997.

101.X X X - Power Supply Circuits, Data Book. TEXAS INSTRUMENTS. Owensville. Missouri. USA, 1996.

102.X X X - Semiconductor Components Selector Guide, Analog, Logic and Discretes, SG388/D, Rev.0, 5/1999, MOTOROLA, Semiconductor Components Group, Denver, Colorado, USA, 1999.

103.X X X - Switchmode™ Power Supplies, Reference Manual and Design Guide, SMPSRM/D, Rev.0, 5/1999, MOTOROLA, Semiconductor Components Group, Denver, Colorado, USA, 1999.

104.X X X - Power Pages 2000, The European Power Electronics Address Directory, A special Edition of PCIM Europe, vol.1, POWER ELECTRONIC Components, Technology, Applications Systems, ZM Communications GmbH, Nürnberg, Germany, 1999.

105.X X X - Elektrotechnikai Kislexikon, Müszaki Könyvkiadó, Budapest, Hungary, 1973.

106.X X X - Coaxial & Fiber Optics Catalog, Pasternack Enterprises, Catalog#2001-SA, Irvine, CA, USA, 2001.

107.X X X - MicroSim Corporation, The Design Center. Circuit Analysis - Reference Manual, Version 5.3, 20 Fairbanks, Irvine, California, 92718 USA, January, 1993.

108.X X X - SIMPLORER. Evaluation version 4.1 CD, SIMEC GmbH & Co. KG, Chemnitz, Deutschland, 1999.

13.INTERNET - ADRESE UTILE

1.	ABB Control	www.abb.com
2.	ABB Semiconductors AG	www.abbsem.com
3.	Advanced Power Conversion	www.apcuk.com
4.	Advanced Power Technology	www.advancedpower.com
5.	AEG E.M.I. GmbH & Co.KG	www.aegemi.de
6.	Allegro MicroSystems Europe Ltd.	www.allegromicro.com
7.	Analog Devices Inc.	www.analog.com
8.	Danfoss Silicon Power GmbH	www.danfoss/siliconpower.com
9.	Eupec GmbH	www.eupec.com
10.	Fairchild Semiconductor Corp.	www.fairchildsemi.com
11.	Ferraz Shawmut	www.ferrazshawmut.com
12.	Fuji Electric GmbH	www.fuji.com
13.	GLYN GmbH & Co	www.glyn.de
14.	HITACHI	www.hitachi-eu.com/hel/ecg
15.	Infineon Technologies AG	www.infineon.com
16.	International Rectifier Co Ltd	www.irf.com
17.	Intersil Corporation	www.intersil.com
18.	IXYS Semiconductor GmbH	www.ixys.net
19.	LEM Instruments GmbH	www.lem.com
20.	Linear Technology Corp.	www.linear.com
21.	MACCON Vertriebs GmbH	www.maccon.de
22.	MOTOROLA Semiconductor	www.motorola.com
23.	National Semiconductor GmbH	www.national.com
24.	NEC Electronics (Europe) GmbH	www.ee.nec.de
25.	NEWPORT COMPONENTS	www.newport.co.uk
26.	ON SEMICONDUCTOR	www.onsemi.com
27.	Philips Semiconductors	www.semiconductors.com
28.	Power Electronics Measurements Ltd	www.pemuk.com
29.	Powersem GmbH	www.powersem.de
30.	SEMIKRON International	www.semikron.com
31.	SIEMENS AG	www.siemens.de/Semiconductor
32.	TEXAS INSTRUMENTS	www.ti.com
33.	TOSHIBA ELECTRONICS	www.toshiba.com
34.	Vacuumschmelze GmbH	www.vacuumschmelze.de
35.	WESTCODE Semiconductors	www.westcode.com

14.SURSE BIBLIOGRAFICE PE CD

1. Newport Components, Product Data, MACCON GmbH, München, Germany, 1999.
2. PCIM'99, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Nürnberg, Germany, 1999.
3. Power is our Message, Power Semiconductors, Fuji Electric GmbH, Germany, 1999.
4. Semiconductor Components Selector Guide, Analog, Logic and Discretes, ON Semiconductor, 1999.
5. Servo- Sizing-Software, Control Techniques, Version 3.0, 1999.
6. SIMPLORER Evaluation version 4.1 CD, SIMEC GmbH & Co. KG, Chemnitz, Deutschland, 1999.
7. Texas Instruments, Digital Motor Control, T.I., TMS 320C24X, DSP Solutions CD-ROM, January 1999.
8. IXYS, DATA BOOK 2000, IXYS CORP., Santa Clara, CA., USA, 2000.
9. IXYS, DATA BOOK 2001, IXYS CORP., Santa Clara, CA., USA, 2001.
10. Finder, Electronic Components, Data Catalog, 2003 - 2004.
11. Bürklin. A World of Electronics, Data Book, 2004/2005, Bürklin OHG, München, Germany, 2004.
12. PCIM'04, Power Conversion and Intelligent Motion Conference, Nürnberg, Germany, 2004.